

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Ing.

PAR
PASCAL FLEURY

CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION À HAUT RENDEMENT ET À
FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE BASÉE SUR LA TOPOLOGIE
FLYBACK

MONTREAL, LE 9 AOÛT 2005

© droits réservés de Pascal Fleury

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Jean-Marc Cyr, codirecteur
TM4

M. Ambrish Chandra, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Lucien Mandache, membre du jury
CRC CÉÉÉP, École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC
LE 18 JUILLET 2005
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Résumé de 150 mots

Mémoire de maîtrise de Pascal Fleury

Ce document présente la conception et les résultats pratiques d'un convertisseur CA-CC monophasé, à haut rendement et à facteur de puissance unitaire. La tension d'entrée peut varier sur une large plage (208V - 480V CA) et la tension régulée de sortie est de 320 V CC, pour une puissance de 1000W.

La topologie retenue est celle d'un flyback à deux interrupteurs, suivi d'un post - régulateur "Buck" à deux entrées.

Les résultats expérimentaux sont présentés et discutés. L'efficacité totale atteint près de 90% pour la tension de réseau minimale (208V rms). Le taux de distorsion harmonique du courant est de 4%, pour un taux de distorsion harmonique de la tension de réseau de 2%. Le facteur de puissance est quasi-unitaire pour toute puissance de plus de 25% de la puissance nominale, à la tension d'entrée minimale.

La topologie utilisée est simple et elle utilise des composants courants et peu dispendieux.

CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION À HAUT RENDEMENT ET À FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE BASÉE SUR LA TOPOLOGIE FLYBACK

Pascal Fleury

SOMMAIRE

Ce document présente la conception et les résultats pratiques de la topologie choisie pour la réalisation d'un convertisseur CA-CC monophasé, à haut rendement et à facteur de puissance unitaire. Une des particularités de ce convertisseur est que la tension d'entrée varie sur une large plage (208V - 480V CA). La tension régulée de sortie est de 320 V CC, pour une puissance de 1000W. Dès le début de la conception, le mot d'ordre était de produire un convertisseur le plus simple et économique possible, tout en recherchant une efficacité de plus de 90%.

La topologie retenue est celle d'un flyback à deux interrupteurs, suivi d'un post - régulateur "Buck" à deux entrées.

La démarche présentée ici comprend une recherche bibliographique, une analyse de la topologie choisie permettant d'évaluer la faisabilité et le dimensionnement des composants, la simulation de certaines portions du circuit avec Spice, les détails de conception ainsi que les résultats pratiques obtenus sur le prototype.

Les résultats expérimentaux sont présentés et discutés. L'efficacité totale atteint près de 90% pour la tension de réseau minimale (208V rms). Le taux de distorsion harmonique du courant est de 4%, pour un taux de distorsion harmonique de la tension de réseau de 2%. Le facteur de puissance est quasi-unitaire pour toute puissance de plus de 25% de la puissance nominale, pour la tension d'entrée minimale.

La topologie utilisée est simple, et le circuit de commande et les circuits auxiliaires utilisent des composants courants et peu dispendieux.

UNIVERSAL VOLTAGE, UNITY POWER FACTOR, HIGH EFFICIENCY FLYBACK RECTIFIER WITH REGENERATIVE SNUBBER

Pascal Fleury

ABSTRACT

In this research, a high efficiency rectifier based on the two-transistor flyback topology is proposed, and experimental results are discussed. The input voltage spans the range from 208Vac to 480Vac, while the output is regulated at 320Vdc. Since the input voltage is alternatively lower and higher than the output voltage, the flyback topology was considered because of its ability to buck or boost the voltage. Using the two-transistor configuration allows lower peak voltage across the switches.

High efficiency is achieved by use of a regenerative snubber on each of the two main IGBT transistors. While each of these two snubbers rely on an auxiliary switch and an auxiliary transformer, relatively low current flows through them thus allowing small and inexpensive components to be used. Also, no additional gate signal is needed, so the whole converter is controlled by a single PWM signal.

Charge control is used to ensure good tracking of the line current. This method integrates the current drawn from the source and compares the resulting signal to a reference whose amplitude is modulated to maintain output voltage constant. When the reference level is reached, the integrator is reset and the gate signal goes low for the remainder of the switching cycle. Charge control can be used with converters operating in continuous and discontinuous mode, which is a necessity here because both modes of operation are used during the line cycle. Very good tracking is obtained by this method, and with adequate filtering unity power factor is attained with very low THD, even though the control method exhibits sub-harmonic oscillations near zero-crossings of the line voltage.

Experimental results, which are discussed in the paper, show near-unity power factor (0.999), low THDi of 4% (line voltage THDv is 2%), and efficiency exceeding 90% worst-case, measured at nominal load and lowest input voltage (208Vac).

AVANT-PROPOS

Ce projet représente une suite logique à mon cheminement d'apprentissage en électronique de puissance. La conception d'un convertisseur CA-CC basé sur la topologie "Half-bridge" lors de mon projet synthèse au baccalauréat m'a permis d'appliquer concrètement les connaissances nouvellement acquises. En revanche, ce projet de maîtrise a été marqué par l'approfondissement de plusieurs aspects de l'électronique de puissance et par l'acquisition d'expérience pratique, au niveau des éléments magnétiques notamment.

Le projet proposé est d'appliquer la topologie flyback à un convertisseur à haut rendement à facteur de puissance unitaire afin d'assurer l'isolation galvanique entre la source et la charge. Les convertisseurs de ce type ne sont pas reconnus pour leur haut rendement et de plus, l'interrupteur doit subir un grand stress en tension. Néanmoins, il est possible, avec quelques modifications à la topologie de base, de concevoir un flyback de 1000W alimenté par une tension allant jusqu'à 480 V CA. Le lecteur doit garder à l'esprit que j'ai considéré ce projet comme un défi et une occasion d'apprendre. En effet, plusieurs des contraintes et requis ont été imposés par moi-même, et n'ont pas été imposés pour une application industrielle ou commerciale en particulier.

Le prototype ne représente certainement pas une solution optimale. Etant donné les échéanciers, la disponibilité des pièces et les limites de mes connaissances dans le

domaine, disons que la solution à laquelle je suis arrivé est la meilleure que j'ai pu produire à ce stade de mon cheminement. Il serait illusoire de croire que ce projet puisse être approuvé commercialement dans son état actuel étant donné mon ignorance des normes et des habitudes de l'industrie. Néanmoins, il fut pour moi un tremplin vers une plus grande maîtrise de l'électronique de puissance.

Il faut noter que si le processus de conception détaillé dans ce texte paraît linéaire, allant de la validation théorique à la simulation puis à la réalisation pratique, le processus réel était plutôt de type circulaire. La réalisation pratique qui succéda aux validations théoriques amena des problèmes insoupçonnés, ce qui força le retour à la table à dessin, et ainsi de suite.

J'ai essayé autant que possible d'écrire un texte qui soit agréable à lire et *utile* pour quiconque désirerait s'inspirer de ma modeste contribution.

Enfin, je voudrais remercier Kamal Al-Haddad pour son soutien et ses conseils, la Chaire de recherche du Canada et le CRSNG pour avoir supporté le présent travail, et Yves Robitaille pour son support technique.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
AVANT-PROPOS	iii
TABLE DES MATIÈRES	v
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....	3
1.1 Facteur de puissance unitaire et stockage d'énergie	3
1.2 Solutions étudiées	5
1.2.1 Revue de certaines topologies à interrupteur unique	5
1.2.2 Conclusion sur l'étude des topologies à interrupteur unique	8
1.2.3 Configurations parallèles ou non-redondantes	8
1.3 Choix de la topologie du convertisseur principal	10
1.4 Le facteur de puissance	13
1.5 Conclusion	16
CHAPITRE 2 CONCEPTION DU REDRESSEUR PFC	17
2.1 Choix du mode d'opération	17
2.2 Dimensionnement de l'inductance de magnétisation	19
2.2.1 Rapport de transformation	19
2.2.2 Rapport cyclique durant le demi-cycle de ligne	20
2.2.3 Inductance de magnétisation critique	21
2.2.4 Inductance choisie	24
2.3 Choix du type d'interrupteur	25
2.4 Snubber régénératif (principe de base)	27
2.5 Phases d'opération	30
2.5.1 La tension de source est inférieure à la tension réfléchie	30
2.5.2 La tension de source est supérieure à la tension réfléchie	32
2.6 Tension maximale sur les interrupteurs	33
2.7 Dimensionnement des éléments du snubber	36
2.7.1 Inductance du primaire du transformateur auxiliaire	36
2.7.2 Intensité du courant de décharge	37
2.7.3 Rapport de transformation du transformateur auxiliaire	38

2.8	Tensions et courants des principaux éléments	39
2.9	Circuits d'attaque des transistors	42
2.9.1	Circuit d'attaque des transistors principaux	42
2.9.2	Circuit d'attaque des transistors des snubbers	44
2.10	Snubbers au secondaire de T_m	44
2.11	Conclusion	45
CHAPITRE 3 MÉTHODE DE COMMANDE		46
3.1	Description de la commande de charge (charge control)	46
3.2	Réalisation du circuit de commande	48
3.2.1	Schéma-bloc	48
3.2.2	Réalisation du circuit	49
3.3	Oscillations sous-harmoniques	52
3.4	Conclusion	54
CHAPITRE 4 PROTECTION, DÉMARRAGE ET CIRCUITS AUXILIAIRES		55
4.1	Alimentation auxiliaire	55
4.1.1	Description de l'alimentation auxiliaire	55
4.1.2	Réalisation de l'alimentation auxiliaire	55
4.2	Circuits de protection	56
4.2.1	Présentation générale	56
4.2.2	Réalisation du circuit de détection (+15V)	56
4.2.3	Réalisation du circuit de détection (-15V)	57
4.2.4	Réalisation du circuit de détection de la tension de sortie maximale	58
4.2.5	Réalisation du circuit de détection de sur-intensité du courant	58
4.3	Schéma-bloc complet	59
4.4	Séquence de démarrage	60
4.5	Conclusion	62
CHAPITRE 5 CONCEPTION DU POST-RÉGULATEUR TI-BUCK		63
5.1	Mise en situation	63
5.2	Efficacité théorique	64
5.3	Avantages du Ti-Buck sur le Buck standard	66
5.4	Choix des tensions d'entrée	66
5.5	Valeur de l'inductance	67
5.6	Valeur des condensateur de sortie du PFC	68
5.7	Commande	70
5.8	Conclusion	71
CHAPITRE 6 CONCEPTION DU FILTRE D'ENTRÉE		72
6.1	Introduction	72
6.2	Particularités du filtre d'entrée en correction du FP	73
6.2.1	Déphasage causé par la capacité du filtre	73
6.2.2	Variation de tension sur le dernier condensateur	75

6.3	Type de filtre choisi	76
6.4	Résultats escomptés	79
6.4.1	Contenu harmonique théorique	79
6.4.2	Facteur de puissance théorique	81
6.5	Conclusion	81
CHAPITRE 7 CONCEPTION DES ÉLÉMENTS MAGNÉTIQUES		83
7.1	Généralités	83
7.1.1	Effet de peau ou effet pelliculaire	83
7.1.2	Effet de proximité	87
7.1.3	Organisation optimale des enroulements	91
7.1.3.1	Diamètre équivalent et rapport à la profondeur de pénétration	91
7.1.3.2	Diagrammes de FMM et portions	93
7.1.3.3	Augmentation de la résistance due à l'effet de proximité	93
7.1.3.4	Configuration optimale	94
7.1.3.5	Résumé	96
7.2	Transformateur principal	97
7.2.1	Conception	97
7.2.1.1	Choix du noyau	97
7.2.1.2	Nombre de tours pour l'enroulement primaire	98
7.2.1.3	Nombre de tours de l'enroulement secondaire	99
7.2.1.4	Évaluation des pertes fer	100
7.2.2	Construction	102
7.2.2.1	Calibre du fil et nombre de conducteurs	102
7.2.2.2	Distribution du cuivre entre le primaire et le secondaire	102
7.2.2.3	Placement des couches	104
7.2.2.4	Ajout de l'inductance auxiliaire sur le primaire	105
7.2.3	Comparaison avec deux noyaux superposés	108
7.3	Transformateurs auxiliaires	109
7.4	Inductances du filtre d'entrée	111
7.4.1	Inductance d'amortissement	111
7.4.2	Inductance de filtrage	111
7.5	Transformateurs d'alimentation des Gate-drives	111
7.6	Transformateur de l'alimentation auxiliaire	112
DISCUSSION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS		114
CONCLUSION		126
ANNEXES		
1	Schémas complets	127
2	Approximation de l'accroissement de résistance	136
3	Courbes de Dowell	138
BIBLIOGRAPHIE		140

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I Tensions et courants pour $V_s = 208 \text{ Vrms}$ (-10%) et $P_o = 1\text{KW}$	40
Tableau II Tensions et courants pour $V_s = 480\text{Vrms}$ (+10%) et $P_o = 1\text{KW}$	41
Tableau III Tensions et courants maximaux pour le choix des composants	42

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Stockage de la puissance instantanée d'entrée 3
Figure 2	Étage PFC seul attaquant une charge 4
Figure 3	Deux étages en cascade traitant toute la puissance 5
Figure 4	Convertisseur mono-interrupteur (étage unique) 6
Figure 5	Convertisseur BIFRED 6
Figure 6	Convertisseur Bi-Flyback 7
Figure 7	Convertisseur BuckBoost-Flyback 8
Figure 8	Convertisseur auxiliaire RRPP 9
Figure 9	Transfert de puissance dans le convertisseur RRPP 10
Figure 10	Un Flyback simple 11
Figure 11	Flyback à deux interrupteurs 12
Figure 12	Facteur de puissance vs THD pour $\phi=0$ 15
Figure 13	PFC Flyback à deux sorties 17
Figure 14	Courants primaires et secondaires en mode continu et discontinu 18
Figure 15	Rapport cyclique en mode continu 21
Figure 16	Inductance critique sur le demi-cycle de ligne 23
Figure 17	Mode d'opération pour $L=1,5\text{mH}$ $V_s=265\text{V}$ et $P=100\text{W}$ 23
Figure 18	Mode d'opération pour l'inductance choisie 25
Figure 19	Circuit des snubbers régénératifs 28
Figure 20	Formes d'ondes conceptuelles du snubber 29
Figure 21	Circuit équivalent au début de la phase 5 34
Figure 22	Représentation de Laplace de la phase 5 avec conditions initiales 35
Figure 23	Circuit équivalent du snubber durant T_{on} 37
Figure 24	Schéma-bloc complet du circuit de commande 48
Figure 25	Signaux importants du circuit de commande 49
Figure 26	Gain du filtre coupe-bande cascadié 51
Figure 27	Mécanisme de l'oscillation sous-harmonique 53
Figure 28	Schéma-bloc du convertisseur complet 59

Figure 29	Séquence de démarrage	61
Figure 30	Convertisseur Ti-Buck	63
Figure 31	Mise en évidence de VL	64
Figure 32	Séparation du Buck standard et du couplage direct	64
Figure 33	Efficacité totale du post-régulateur	66
Figure 34	Courant et tension de l'inductance du Ti-Buck	68
Figure 35	Tension des condensateurs de sortie du PFC	70
Figure 36	Courant de ligne non-filtré ($V_s=265V$, $P_o=1000W$)	72
Figure 37	Concept du filtre d'entrée	73
Figure 38	Phaseurs du filtre d'entrée	74
Figure 39	Relation capacité-FP	75
Figure 40	Réponse fréquentielle du filtre normalisé	77
Figure 41	Réponse fréquentielle pour atténuation maximale à 50KHz	77
Figure 42	Filtre avec valeurs normalisées	78
Figure 43	Réponse fréquentielle du filtre complété	79
Figure 44	Contenu harmonique non-filtré (théorique)	80
Figure 45	Contenu harmonique filtré (théorique)	80
Figure 46	Facteur de puissance théorique	81
Figure 47	Mécanisme de l'effet de peau	83
Figure 48	Profondeur de pénétration dans le cuivre	85
Figure 49	Accroissement de la résistance selon le diamètre	85
Figure 50	Comparaison entre plusieurs petits fils et un seul gros fil	86
Figure 51	Conducteur traversé par un champ magnétique	87
Figure 52	Deux conducteurs près l'un de l'autre	88
Figure 53	Illustration de l'effet de proximité	89
Figure 54	Étapes pour le calcul de D	92
Figure 55	FMM pour un transformateur non-intercalé	93
Figure 56	Accroissement de la résistance due à la proximité	94
Figure 57	Une configuration optimale des enroulements	95
Figure 58	Perméabilité en fonction de la FMM continue	99

Figure 59	Densité de flux en fonction de la FMM	101
Figure 60	Pertes fer en fonction de la densité de flux alternative	101
Figure 61	Pertes cuivre de T_m	103
Figure 62	Configuration acceptable pour un flyback	105
Figure 63	Courants dans le primaire et l'inductance auxiliaire	106
Figure 64	Pertes cuivre dans T_m en présence de l'inductance aux.	106
Figure 65	Disposition optimale des enroulements de T_m	107
Figure 66	Diagramme de FMM et portions de T_m	108
Figure 67	Photographie du transformateur principal	109
Figure 68	Photographie du transformateur auxiliaire	110
Figure 69	Efficacité mesurée	114
Figure 70	Taux de distorsion harmonique du courant de ligne	115
Figure 71	Contenu harmonique du courant de ligne à $P_o=1000W$	116
Figure 72	Contenu harmonique relatif de la tension et du courant	117
Figure 73	Facteur de puissance théorique et mesuré	118
Figure 74	Tension et courant de ligne à $P_o=1000W$	118
Figure 75	Tension V_{ce} et courant I_c des interrupteurs principaux	119
Figure 76	Tension V_{ce} et courant I_c à la fermeture	120
Figure 77	Tension V_{ce} et courant I_c à l'ouverture	121
Figure 78	Opération des snubbers	122
Figure 79	Tensions V_H et V_L , et sortie du post-régulateur	123
Figure 80	Détail de la tension de sortie	124
Figure 81	Vue du prototype du convertisseur complet	125

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

δ	rapport cyclique
η	efficacité (0-1)
μ	perméabilité relative
ρ	résistivité
C	capacité en farad [F]
CMILS	<i>Circular MILS</i> - aire d'un cercle ayant un diamètre de 1 millième de pouce.
FP	facteur de puissance
FMM	Force magnétomotrice
L	inductance en henry [H]
L_{aux}	inductance auxiliaire (placée en parallèle avec le primaire de T_m)
L_f	inductance de fuite totale ramenée au primaire
l_{gap}	longueur de l'espace d'air aménagé dans le noyau magnétique
l_m	longueur moyenne du chemin magnétique
$L_{p,Ta}$	inductance du primaire du transformateur auxiliaire (snubber)
$L_{p,Tm}$	inductance du primaire du transformateur principal
m	rapport de transformation du transformateur principal
MILS	millième de pouce
m_s	rapport de transformation du transformateur auxiliaire (snubber)
Nc	nombre de couche par portion du transformateur
P_{cu}	pertes cuivre
PFC	"power factor correction/corrector" - correction/correcteur du facteur de puissance
P_{fe}	pertes fer
RRPP	"Reduced redundant power processing" - traitement de la puissance à redondance réduite

THD	"Total harmonic distortion" - distorsion harmonique totale
TI-Buck	"Two Input Buck regulator" - Régulateur BUCK à deux entrées
T_m	Transformateur principal
T_{on}	Période du cycle où les transistors conduisent
T_{off}	Période du cycle où les transistors sont ouverts
T_{snub}	Transformateur du snubber du module principal (PFC)
V_H	Tension de la sortie haute du module PFC.
V_L	Tension de la sortie basse du module PFC.
V_{Lp}	Tension sur l'inductance primaire du transformateur principal
V_{Lf}	Tension sur l'inductance de fuite (totale ramenée au primaire) du transformateur principal
V_o	Tension de sortie du post-régulateur
$V_{p, Tm}$	Tension au primaire de transformateur principal ($V_{Lp} + V_{Lf}$)

INTRODUCTION

Les alimentations modernes à commutation possèdent d'indéniables avantages. Elles sont beaucoup plus compactes, plus efficaces et plus légères que les alimentations linéaires. Il n'est pas rare aujourd'hui de voir des alimentations à découpage ayant une densité de puissance de plusieurs watts par pouce cube, et d'un poids d'une centaine de grammes seulement.

Cependant, ces alimentations comportent des circuits de commande complexes, et le stress sur les semi-conducteurs est souvent très grand. Il ne faut pas s'étonner que l'avancement des convertisseurs de puissance soit si intimement lié aux progrès de la technologie des semi-conducteurs. La faisabilité d'une alimentation est souvent tributaire de la disponibilité de transistors pouvant supporter des tensions et des courants potentiellement élevés.

Il existe un nombre restreint de topologies de base, mais les variantes sont infinies. Certaines d'entre elles sont reconnues pour leur faible nombre d'éléments actifs, d'autres pour leur grande efficacité ou encore pour la simplicité du circuit de commande. Ces constats doivent guider le concepteur dans le choix de la topologie la plus appropriée en regard des requis et de la disponibilité des pièces.

Un problème associé aux alimentations à découpage et qui prend des proportions alarmantes vu leur nombre croissant est la pollution harmonique que ces appareils créent sur le réseau. En effet, le fait de hacher le courant provoque l'apparition d'harmoniques allant de la fréquence fondamentale du réseau à plusieurs mégahertz. Il faut alors atténuer ces harmoniques par l'ajout d'un filtre entre la ligne et le convertisseur. Les caractéristiques de ce filtre sont dépendantes de la topologie car les alimentations dont le courant d'entrée est discontinu demandent un filtre plus efficace, donc plus gros physiquement.

Ce filtre, en plus d'atténuer suffisamment les harmoniques de courant, se doit de n'introduire qu'un déphasage minimal entre la tension et le courant de ligne, sans quoi le facteur de puissance diminuera et ce même si le courant est correctement filtré et pratiquement dépourvu d'harmonique.

L'objectif du présent travail est de concevoir une alimentation CA-CC de 320V, 1KW à partir d'une tension monophasée de 208 à 480 V CA. Le facteur de puissance doit être élevé (plus de 0,95) , et le taux de distortion harmonique du courant doit être faible (inférieur à 5%) pour toute puissance de plus de 25% de la puissance nominale et pour toutes les tensions d'entrée. Le convertisseur devra avoir une efficacité de plus de 90% et se baser sur un circuit aussi simple et économique que possible. L'isolation galvanique étant requise, la topologie flyback a été envisagée.

Dans le développement du texte le lecteur trouvera une synthèse de la littérature consultée ayant mené au choix de la topologie, une analyse théorique du circuit afin de caractériser les semi-conducteurs et établir certaines équations de conception, ainsi qu'une présentation des résultats obtenus sur le prototype.

Finalement, des recommandations faisant suite à la comparaison entre les résultats théoriques et pratiques, ainsi qu'une réflexion sur le succès et l'échec de certains requis viendront conclure le document.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Facteur de puissance unitaire et stockage d'énergie

Si le courant et la tension sont en phase et que le courant est dépourvu d'harmonique, le facteur de puissance est unitaire. Dans cette condition, la puissance instantanée et la puissance moyenne à l'entrée peuvent être exprimées par les relations suivantes:

$$P_{in}(t) = V_{crete} \cdot I_{crete} \cdot \sin(\omega t)^2 \quad (1.1)$$

$$P_{in,moy} = \frac{V_{crete} \cdot I_{crete}}{2} = P_{sortie} \quad (1.2)$$

Il en ressort que la puissance d'entrée instantanée est pulsatoire et que la puissance d'entrée moyenne est constante et égale à la puissance de sortie (en négligeant les pertes). La figure suivante illustre cette situation.

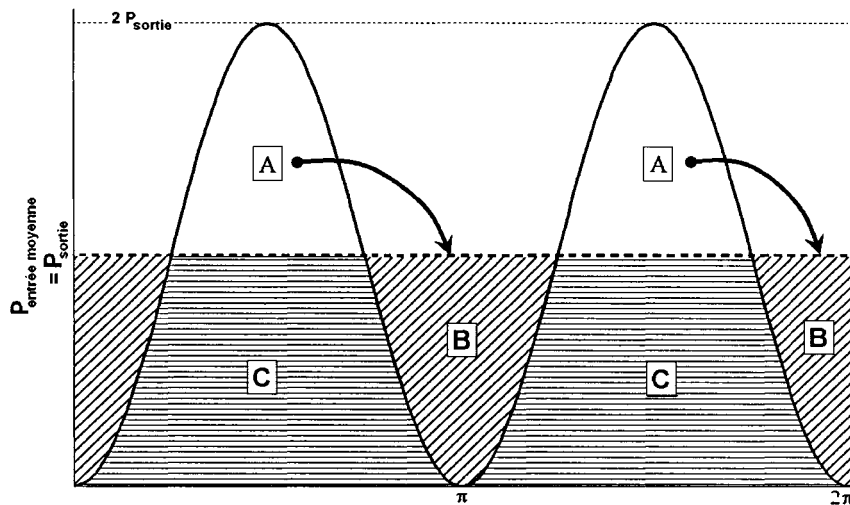


Figure 1 Stockage de la puissance instantanée d'entrée

La puissance d'entrée (équation 1.1) y est tracée en gras. On peut voir que la puissance instantanée maximale est de deux fois la puissance de sortie. Il faudra que le convertisseur puisse supporter cette puissance et calculer les courants commutés en conséquence. Aussi, la partie C, qui forme 68,2% de la puissance totale peut être transmise directement à la charge. La partie A est en excédent par rapport à la puissance de sortie et doit être stockée, puis transmise à la charge par la suite (partie B). La partie A forme 31,8% de la puissance totale. Il est impossible de maintenir une puissance de sortie constante sans stocker 31,8% de cette puissance. Toute diminution de la puissance stockée se fera au détriment du facteur de puissance.

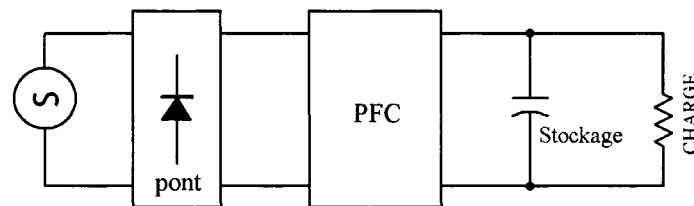


Figure 2 Étage PFC seul attaquant une charge

Il ressort de ces remarques que si le condensateur de stockage est placé en parallèle avec la charge, comme c'est le cas pour un convertisseur CC-CC, la tension de sortie aura un certain degré d'ondulation à 120Hz (voir figure 2). Plus la valeur de ce condensateur sera grande, moins l'ondulation sera importante mais plus le système sera lent à répondre aux variations de la charge. Aussi, pour des raisons d'encombrement et de coûts, on tend à minimiser la valeurs des condensateurs de sortie. Donc, pour obtenir une bonne régulation et un bon facteur de puissance il est obligatoire que la conversion se fasse en deux étapes, c'est-à-dire avec deux étages de conversion. La solution la plus simple consiste en un redresseur/correcteur suivi d'un régulateur CC-CC (figure 3). Cependant cette solution oblige les deux étages à traiter la totalité de la puissance et l'efficacité s'en trouve diminuée. La solution idéale consisterait en un traitement parallèle où un convertisseur principal traiterait 68,2% de la puissance en transfert direct et un convertisseur auxiliaire traitant les 31,8% restant en stockage. En pratique, on ne peut

que tendre vers cette solution mais il est tout de même possible de limiter la fraction de puissance prise en charge par l'unité auxiliaire. Dans la littérature, cette façon de faire est appelée "Reduced Redundant Power Processing" ou RRPP. La section 1.2.3 illustre un exemple de configuration à redondance minimale. De même, le type de snubber utilisé (chapitre 2) et le choix du post-régulateur Ti-Buck (chapitre 5) sont des exemples de conception respectant ce principe.

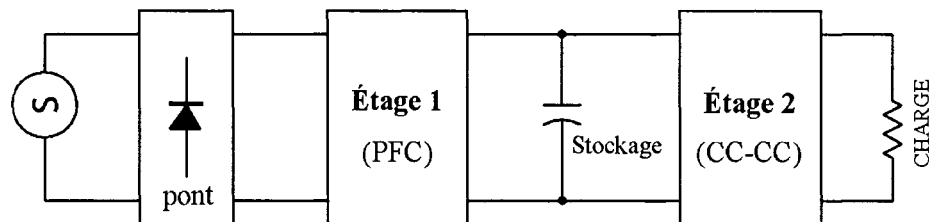


Figure 3 Deux étages en cascade traitant toute la puissance

1.2 Solutions étudiées

Le but étant d'obtenir un circuit simple, les recherches se sont orientées, dans un premier lieu, vers des topologies n'utilisant qu'un seul interrupteur en portant une attention particulière à celles qui sont basées sur la topologie flyback ou ses dérivées et à celles qui minimisent la redondance dans le traitement de la puissance.

1.2.1 Revue de certaines topologies à interrupteur unique

Ces convertisseurs effectuent la double tâche d'offrir un bon facteur de puissance et de réguler la tension de sortie. L'élément de stockage ne peut être en parallèle avec la charge car il y apparaîtrait de l'ondulation au double de la fréquence du réseau. La figure 4 montre que l'élément de stockage est placé de façon à ne pas être vu de la charge, et le convertisseur y puise de l'énergie quand la tension de la ligne devient plus basse que la charge.

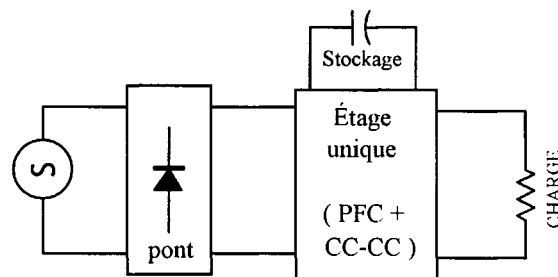


Figure 4 Convertisseur mono-interrupteur (étage unique)

Dans la classe des convertisseurs mono-interrupteur, la topologie BIFRED (**B**oost **I**ntegrated **F**lyback **R**ectifier/**E**nergy storage **D**c-dc), dérivé du SEPIC (**S**ingle-Ended **P**rimary **I**nductance **C**onverter), est une des plus utilisées. En [1], dont la topologie est illustrée ci-dessous, de bons résultats furent obtenus avec le BIFRED.

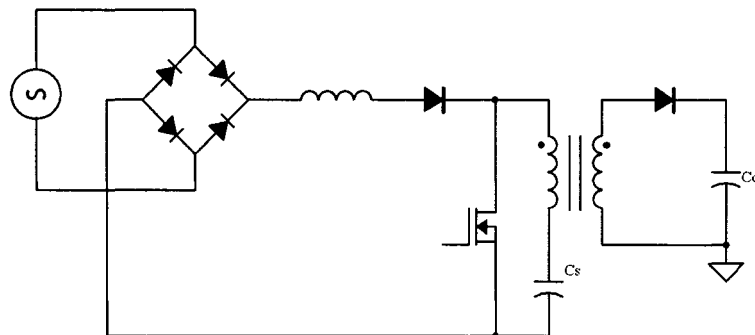


Figure 5 Convertisseur BIFRED

Sur le prototype construit par les auteurs de cet article, l'efficacité mesurée était de 71%, et la tension sur le condensateur de stockage (C_s) était de 1,12 fois la tension crête d'entrée, pour une puissance de 55W à une tension de sortie de 5V. La tension d'entrée couvre la plage de 161 à 264 Vrms. Pour ces tensions, un transistor de 800V était nécessaire. Aussi, les auteurs ont utilisé 10 condensateurs de 4700 μ F en sortie. Malgré les efforts pour réduire la tension sur C_s , à faible charge notamment, il demeure que la tension sur l'interrupteur sera vraisemblablement trop élevée pour une source de 480Vrms tel que requis. Aussi, bien que l'article montre une bonne régulation de la tension de sortie, il semble que les 4,7mF de capacité en sortie soient responsables de

cette performance et il serait impraticable de recourir à des condensateurs aussi volumineux pour les 320VCC requis.

En ajoutant un enroulement à l'inductance série du BIFRED on obtient un double flyback, dont le schéma est illustré à la figure suivante [2].

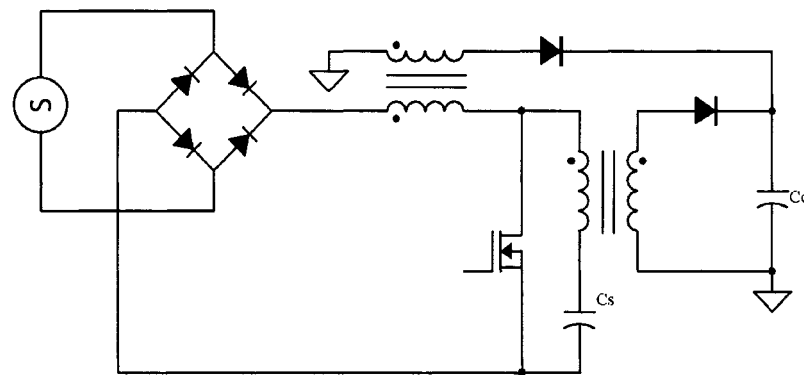


Figure 6 Convertisseur Bi-Flyback

Sur un prototype de 150W, 28VCC ayant comme plage d'entrée 85 à 265 Vrms, les auteurs ont obtenu une efficacité maximale de 83%, un facteur de puissance de 0,97 , et une tension sur Cs de 400V à tension de ligne maximale. Encore une fois, bien qu'il ne soit pas possible d'extrapoler les résultats obtenus sur ce prototype pour déterminer le comportement qu'aurait une version plus puissante opérant sur des tensions différentes, il semble que l'efficacité ne soit pas très élevée et que la tension soit trop grande sur l'interrupteur. Aussi, le taux de distorsion harmonique du courant est relativement élevé et l'interrupteur doit supporter le courant des deux primaires simultanément.

La combinaison d'un convertisseur Buck Boost (Flyback non isolé) et d'un Flyback est utilisée en [3]. La figure 7 montre le circuit de puissance. Le prototype offre des performances exemplaires sur le plan du facteur de puissance de la régulation et de la distorsion harmonique du courant. Cependant, l'efficacité est encore relativement basse (70% maximum).

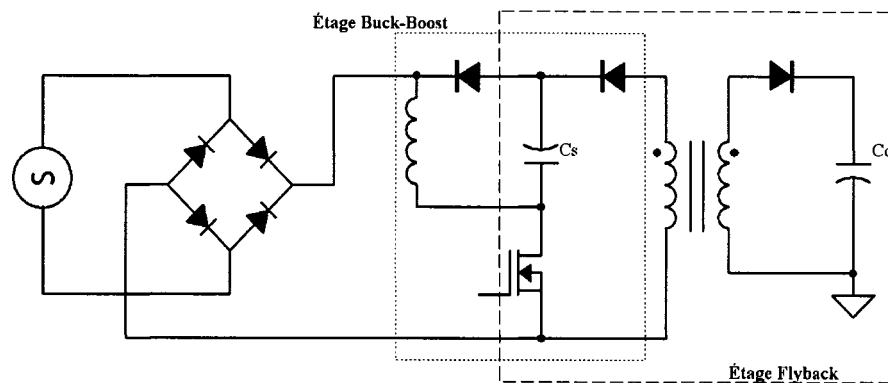


Figure 7 Convertisseur BuckBoost-Flyback

1.2.2 Conclusion sur l'étude des topologies à interrupteur unique

Il existe d'autres variantes de topologies n'utilisant qu'un seul interrupteur de puissance. Cependant, celles étudiées souffrent toutes, à divers degrés, des mêmes inconvénients. L'interrupteur doit supporter une grande tension et de ce fait les applications sont dédiées à des tensions du réseau ne dépassant pas environ 270 Vrms. Aussi, les puissances rencontrées étaient modestes (150 à 200W maximum), et le facteur de puissance était rarement très élevé. De plus, comme l'interrupteur traite la puissance deux fois, l'efficacité n'est jamais très élevée. Ces topologies seraient de très bons choix dans les cas où le prix et la complexité doivent être minimisés et où la puissance est faible. La conception finale fera donc appel à un convertisseur principal (PFC) et à un post-régulateur à redondance faible.

1.2.3 Configurations parallèles ou non-redondantes

Les convertisseurs de ce type font appel à deux sous-circuits séparés: un redresseur devant fournir une tension semi-régulée et un convertisseur CC-CC affinant la régulation de la tension de sortie en ne traitant qu'une partie seulement de la puissance totale. Cette topologie est utilisée en [4] et le schéma-bloc est reproduit à la figure 8.

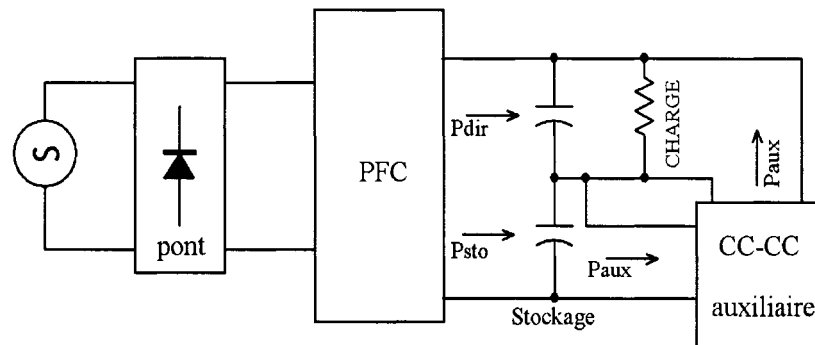


Figure 8 Convertisseur auxiliaire RRPP

La puissance totale transite évidemment par le correcteur de facteur de puissance mais à sa sortie le diviseur capacitif distribue, en fonction de leur valeur respective, la puissance totale sur chacun d'eux. L'un est connecté directement à la charge, et la puissance qui y entre (P_{dir} mis pour $P_{directe}$) est retirée immédiatement par le courant de charge. L'autre condensateur reçoit le reste de la puissance de sortie (P_{sto} mis pour $P_{stockée}$). Quand P_{dir} est trop faible pour suffire à maintenir la tension sur la charge, le convertisseur CC-CC auxiliaire transfère de l'énergie vers la charge (P_{aux}) afin de maintenir la régulation.

La figure 9 montre les échanges de puissance entre les divers éléments. Pour améliorer l'efficacité, on a avantage à augmenter P_{dir} car cette puissance n'est traitée qu'une fois. Cependant, pour éviter l'apparition d'ondulation sur la tension de charge, P_{dir} ne peut en aucun cas excéder P_{out} . Comme la puissance de sortie est la moyenne de la puissance d'entrée, P_{dir} ne peut dépasser 50% de la puissance de sortie (ou d'entrée) totale. À la figure 9, P_{dir} est montré à 40% de P_o .

Durant le passage à zéro de la ligne aucune puissance n'est fournie par le PFC. Le module auxiliaire fournit momentanément toute la puissance de sortie, et ce peu importe le rapport de P_{dir}/P_{out} . En moyenne, par contre, la puissance traitée par le module auxiliaire tend vers 50% de la puissance délivrée à la charge (P_{out}) quand $P_{dir,max}$ tend vers P_{out} . L'efficacité du module auxiliaire aura donc un plus faible impact sur

l'efficacité totale que s'il traitait l'ensemble de la puissance de sortie comme vu à la figure 3.

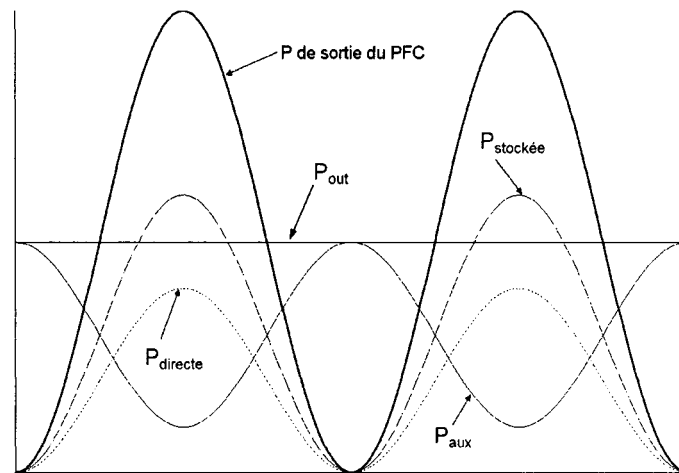


Figure 9 Transfert de puissance dans le convertisseur RRPP

Il existe un procédé semblable mais permettant de réduire davantage la puissance devant être traitée deux fois. Cette technique fait appel à un régulateur auxiliaire de type Buck à deux entrées (TI-BUCK mis pour Two Input BUCK regulator) [5] [6]. Il est ainsi possible de transmettre plus de 85% de la puissance totale sans traitement, donc avec une efficacité de 100%. Le reste de la puissance est traité par un convertisseur opérant avec une très grande efficacité. L'efficacité totale du Ti-Buck est de 96 à 99%. C'est ce type de post-régulation qui a été conservé pour la conception finale, et les détails de cette technique seront approfondis au chapitre 5. La topologie du convertisseur principal reste cependant à déterminer. Le survol de la littérature ayant permis de choisir la topologie finale figure au point suivant.

1.3 Choix de la topologie du convertisseur principal

Le post-régulateur demande deux tensions: une légèrement plus élevée que la tension de sortie et l'autre légèrement inférieure. Le correcteur de facteur de puissance devra donc être en mesure d'élever *et* d'abaisser la tension. La tension de la source étant alternative,

elle sera successivement inférieure et supérieure à la tension de sortie. Le convertisseur Flyback permet aisément l'élévation et l'abaissement de la tension (en fait c'est une variante isolée du Buck-Boost), et de plus l'obtention de deux tensions de sortie ne demande qu'un enroulement supplémentaire sur le transformateur.

Le fonctionnement du Flyback est le suivant: quand l'interrupteur se ferme, un courant circule dans le primaire du transformateur qui est en fait formé de deux inductances bobinées sur le même noyau. La tension induite sur le secondaire empêche la diode de conduire et l'énergie reste emprisonnée dans le noyau magnétique. À un certain moment, l'interrupteur est ouvert et le primaire inverse sa polarité dans le but de maintenir la circulation du courant. Cette inversion de polarité se reflète au secondaire et la diode se trouve alors polarisée en direct. Le courant circule dans le secondaire et l'énergie emmagasinée dans le noyau est transférée dans la charge.

L'inconvénient avec le Flyback est la tension élevée à laquelle est soumis l'interrupteur. Comme le montre la figure 10, l'interrupteur est soumis à une tension $V_s + n V_o$. De plus, l'inductance de fuite du transformateur augmentera encore plus cette tension.

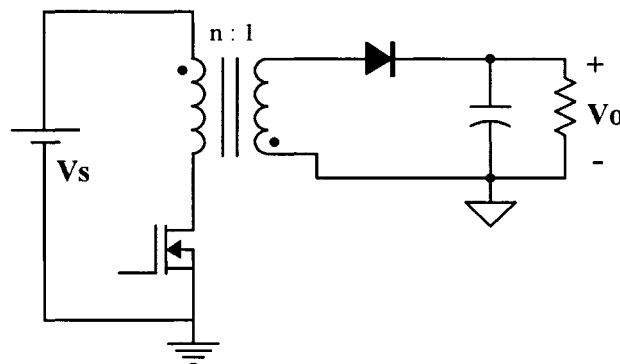


Figure 10 Un Flyback simple

Comme la tension de source crête atteint 750V, l'interrupteur devra supporter plus de 1000V (V_o doit être supérieur à 320V et n doit être choisi autour de 1 car la diode doit supporter $V_o + V_s/n$). Pour cette raison, cette topologie simple doit malheureusement

être rejetée. Il existe un type de Flyback utilisant deux interrupteurs réduisant la tension à leurs bornes de moitié [7]. La figure suivante montre cet arrangement:

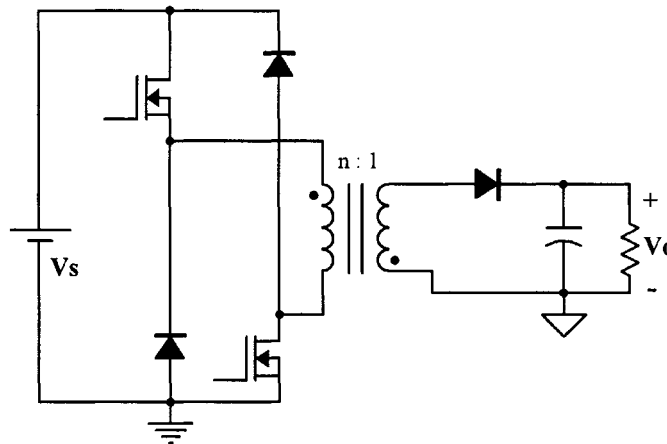


Figure 11 Flyback à deux interrupteurs

Les deux transistors étant commandés par le même signal, le circuit de commande reste inchangé. Les auteurs de [7] proposent un snubber régénératif passif qui, avec l'ajout d'un transformateur auxiliaire en parallèle avec le transformateur principal, permet d'augmenter l'efficacité jusqu'à 93% ($P=1\text{KW}$, $V_s=300\text{V}$, $V_o=100\text{V}$). Le snubber décharge à chaque cycle de commutation des condensateurs placés sur les interrupteurs et retourne cette énergie à la source.

Ce convertisseur ne peut cependant pas être utilisé directement dans le cas qui nous occupe car c'est un régulateur CC-CC. Il faut placer un pont de diode entre la source et les interrupteurs pour que la tension devienne toujours positive. Ce faisant, il devient impossible au courant de régénération du snubber de retourner à la source et il faut placer un condensateur après le pont pour absorber ce courant. De cette façon, ce convertisseur pourrait être utilisé en PFC. Par contre, le fait que le courant de régénération doive passer une seconde fois par les interrupteurs est contraire au principe de réduction de la redondance dans le traitement de la puissance.

La topologie à deux interrupteurs sera donc conservée, de même que le primaire du transformateur auxiliaire. Les snubbers seront modifiés de façon à transférer leur énergie directement à la sortie du PFC. Aussi, la régulation fine de la tension de sortie sera assurée par un post-régulateur à deux entrées (Ti-Buck) à redondance minimale.

1.4 Le facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini comme étant le rapport de la puissance réelle sur la puissance apparente:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1.3)$$

Si le courant et la tension étaient purement sinusoïdaux, on aurait $FP = \cos\phi$. Cependant, malgré la qualité du convertisseur et du filtre d'entrée, le courant n'est pas parfaitement sinusoïdal. Comme le courant et la tension sont périodiques, on peut les décomposer en série de Fourier [3] :

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \gamma_n)$$

La puissance moyenne étant la valeur moyenne sur un cycle de $P = v(t)i(t)$ on a que:

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \left[\frac{1}{2} (\cos(n\omega t + \phi_n - (n\omega t + \gamma_n)) - \cos(n\omega t + \phi_n + n\omega t + \gamma_n)) \right]$$

$$P = V_0 I_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n [\cos(\phi_n - \gamma_n) - \cos(2n\omega t + \phi_n + \gamma_n)]$$

Le deuxième terme dans le crochet a une moyenne nulle sur le cycle, alors:

$$P = V_0 I_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n - \gamma_n) \quad (1.4)$$

D'où on tire qu'une harmonique de courant ne contribue à la puissance réelle que s'il existe une harmonique de tension à cette fréquence.

Prenons le cas où la tension est sinusoïdale. Seule la fondamentale de courant contribuera à la puissance réelle (ou active). On peut donc écrire (1.3) ainsi [9]:

$$FP = \frac{(V_{rms} \cdot I_{1rms}) \cos \phi}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos \phi = K_p \cos \phi \quad (1.5)$$

où K_p est le facteur de pureté et ϕ le déphasage entre la fondamentale de la tension et la fondamentale du courant. Certains l'appellent le facteur de distorsion, mais comme il vaut 1 pour un courant purement sinusoïdal, il semble plus approprié de le qualifier de facteur de pureté. D'ailleurs, cela permet ainsi de ne pas le confondre avec la distorsion harmonique qui est définie par:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I_{n,rms})^2}}{I_{1,rms}} \quad (1.6)$$

Il est possible d'évaluer le facteur de pureté K_p en fonction du THD avec:

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.7)$$

Et ainsi on peut écrire (1.5) en fonction du déphasage et de la distorsion harmonique

$$FP = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.8)$$

Le facteur de puissance est affecté majoritairement par le déphasage, et le contenu harmonique peut être relativement important sans que le facteur de puissance n'en soit trop diminué, comme en fait foi le tracé de l'équation (1.8) à la figure suivante:

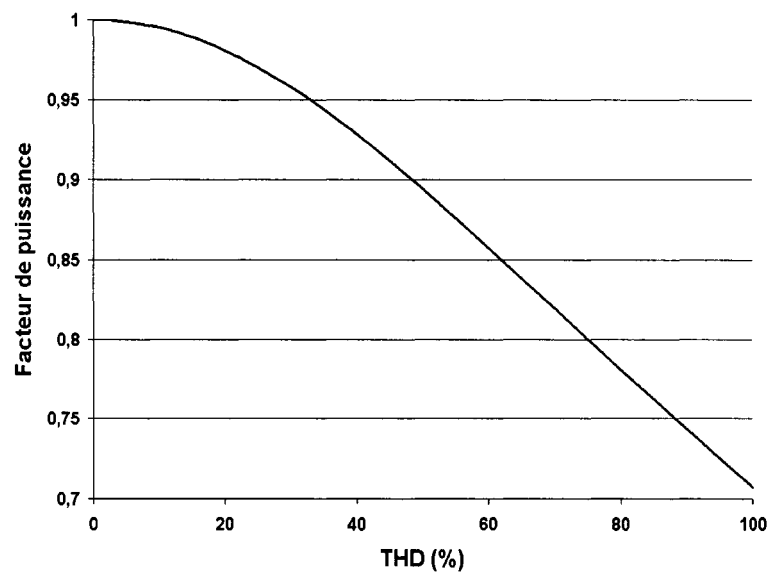


Figure 12 Facteur de puissance vs THD pour phi=0

On constate que le facteur de puissance n'est pas beaucoup diminué par le fait que le courant contienne des harmoniques (0,989 pour un THD de 15%). Cependant, pour respecter les normes de pollution harmonique, il est important de tenter d'obtenir un THD le plus bas possible.

1.5 Conclusion

Pour un système monophasé, le fait de fournir une puissance constante à une charge implique nécessairement un certain stockage d'énergie car la puissance d'entrée y est pulsatoire. L'utilisation d'un élément de stockage faisant partie intégrante de la topologie (c'est à dire invisible de la charge) est habituellement utilisée dans les convertisseurs mono-interrupteurs à facteur de puissance élevé. Cependant, ces convertisseurs n'offrent pas une très grande efficacité et sont présentement limités à de faibles puissances et à des tensions d'entrées domestiques.

La décision de placer deux éléments en cascade (PFC + CC-CC) est discutable sur le plan de l'efficacité totale. Cependant, si le convertisseur CC-CC est apte à ne traiter qu'une partie de la puissance de sortie, l'impact sur l'efficacité totale peut être diminuée. Le prochain chapitre traitera de la conception de l'étage PFC et des snubbers associés à chacun de ses deux transistors principaux.

CHAPITRE 2

CONCEPTION DU REDRESSEUR PFC

2.1 Choix du mode d'opération

Tel que vu au chapitre précédent, le convertisseur sera basé sur la topologie Flyback à deux interrupteurs afin de limiter la tension sur ces derniers. Aussi, le module principal doit fournir deux tensions devant servir d'entrées au post-régulateur Ti-Buck. Ces tensions, nommées V_H et V_L , sont respectivement de 366 et 274 V (voir chapitre 5). Le circuit sans les snubbers, dont les détails de conception figurent plus loin, prendra donc la forme suivante:

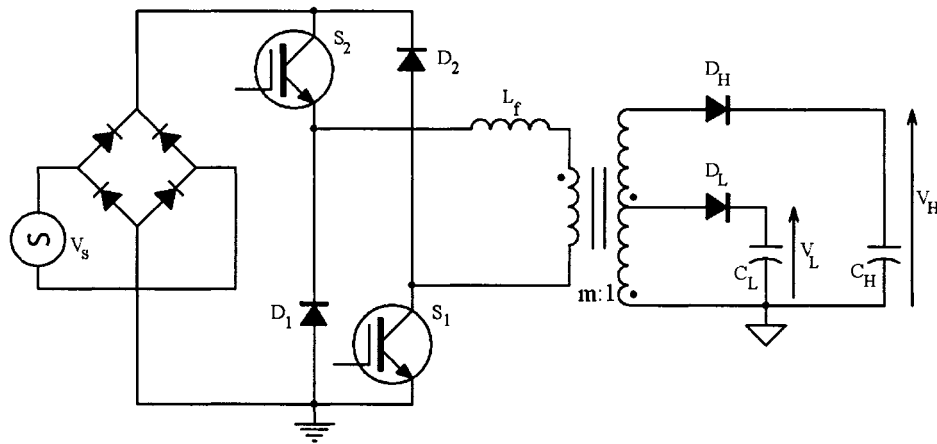


Figure 13 PFC Flyback à deux sorties

Il a été envisagé de garder l'inductance du primaire du transformateur auxiliaire utilisé en [7] pour le snubber passif. Cette inductance est placée en parallèle avec le primaire du transformateur et permet, dans certaines conditions, de diminuer les pertes cuivres et les pertes dans le noyau magnétique. Mais, comme à ce stade-ci de la conception il serait inutilement compliqué de l'inclure dans les calculs et que son ajout futur aura peu

d'influence sur le comportement du convertisseur, elle sera omise à cette étape de l'analyse.

Autant que possible, il est souhaitable que le convertisseur fonctionne en mode continu, c'est-à-dire qu'une certaine quantité d'énergie subsiste dans le noyau magnétique à la fin de la période de conduction du secondaire. La figure 14 illustre les courants dans le primaire et le secondaire du transformateur pour le mode discontinu (en haut) et continu (en bas), ainsi que la nomenclature utilisée pour nommer les intervalles de temps et l'amplitude des courants.

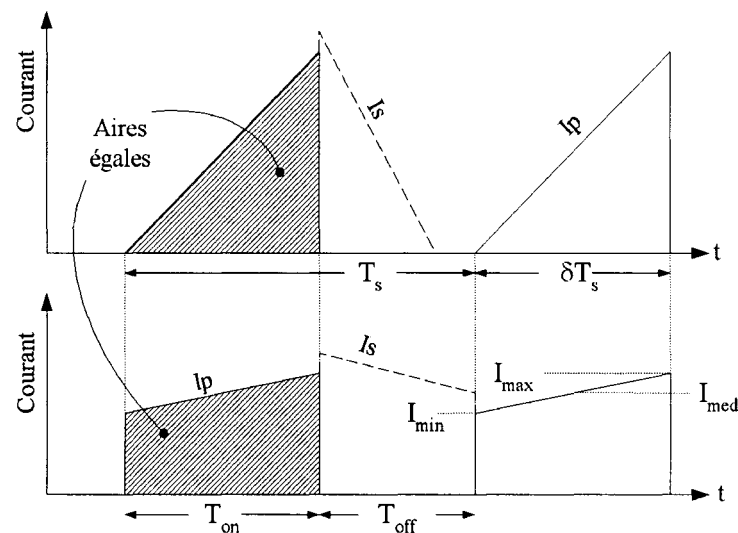


Figure 14 Courants primaires et secondaires en mode continu et discontinu

Par mode continu on entend habituellement que le courant circule sans interruption. Dans le cas du Flyback, le mode continu réfère au courant du transformateur dans son ensemble. Il est évident que, même en mode continu, le courant au primaire est discontinu - tout comme le courant au secondaire - parce que la diode au secondaire empêche toute conduction simultanée des deux enroulements. Cependant, en mode continu, il existe à tout moment un courant circulant dans l'un ou l'autre des enroulements. Noter que, pour une puissance égale, l'appel de courant de la source doit être égal pour les deux modes. L'aire hachurée, qui représente la charge Q , est donc la même.

Comme en mode discontinu le courant est nul au début de T_{on} , le courant crête I_{max} doit être supérieur au courant crête observé en mode continu. Le mode continu présente les caractéristiques suivantes:

- a. Courant crête moins élevé, moins d'énergie dans l'inductance de fuite L_f
- b. Courant efficace moins élevé, donc moins de pertes cuivre et de conduction (si des Mosfets sont utilisés)
- c. Variation de flux magnétique moins importante, donc moins de pertes fer
- d. Pertes probables à la fermeture des transistors: le courant n'est pas nul au début de T_{on}
- e. Potentiellement plus difficile à commander.

Malheureusement, étant donné que la tension d'entrée devient nulle durant le cycle de ligne, il n'est pratiquement pas possible d'opérer en mode continu durant tout le demi-cycle. Le point suivant énonce les considérations à prendre dans le choix de l'inductance de magnétisation.

2.2 Dimensionnement de l'inductance de magnétisation

2.2.1 Rapport de transformation

Il est requis pour tout inductance, qu'elle soit montée sur un transformateur ou qu'elle soit seule sur son noyau, que la valeur moyenne de la tension continue à ses bornes soit nulle en régime permanent. Sinon, il y aura une croissance incontrôlée du courant. On peut écrire cette contrainte comme suit, en considérant les tensions appliquées sur le primaire durant T_{on} et T_{off} :

$$V_s \cdot \delta + (m \cdot V_o) \cdot (1 - \delta) = 0 \quad (2.1)$$

Afin de bâtir un courant moyen dans l'inductance, cette condition n'est *temporairement* pas respectée, mais si T_s est beaucoup plus petite que la période du réseau on pourra

supposer que le convertisseur opère en régime permanent et que la tension du réseau est constante durant la période de commutation T_s . La fréquence de commutation est un choix plutôt arbitraire; une fréquence élevée occasionne plus de pertes en commutation tandis qu'une fréquence basse demande une grande inductance de magnétisation afin de limiter l'amplitude de I_{max} . Elle sera donc fixée à 50KHz ce qui permet un certain compromis entre ces deux inconvénients.

Quant au rapport de transformation m , il doit être tel que la tension présente sur les diodes de sortie ne dépasse pas une certaine valeur (D_H supportera la plus grande tension). Un circuit de protection arrête le convertisseur si la tension de sortie V_H dépasse 400V et, en prenant des diodes de 1500V, on peut faire la conception pour 1200V. On aura alors:

$$\frac{V_{s,max}}{m} + V_H = V_{diode} \quad (2.2)$$

$$m = \frac{V_{s,max}}{V_{diode} - V_H} = \frac{750}{1200 - 400} = 0,938 \quad (2.3)$$

La tension $V_{s,max}$ est calculée ainsi : 480Vrms + 10% de marge = 750 V

Plus tard apparaîtra $V_{s,min}$, calculée comme suit : 208Vrms - 10% de marge = 265 V

2.2.2 Rapport cyclique durant le demi-cycle de ligne

En supposant que le convertisseur opère en mode continu, on peut obtenir le rapport cyclique durant le demi-cycle de ligne à partir de la relation (2.1):

$$\delta(\theta) = \frac{m \cdot V_H}{m \cdot V_H + V_s \cdot \sin(\theta)} \quad (2.4)$$

En prenant $m=0,938$ et $V_H=366$ (valeur nominale), on peut tracer l'évolution du rapport cyclique en fonction de l'angle du réseau (θ) pour les tensions d'entrée maximales et minimales :

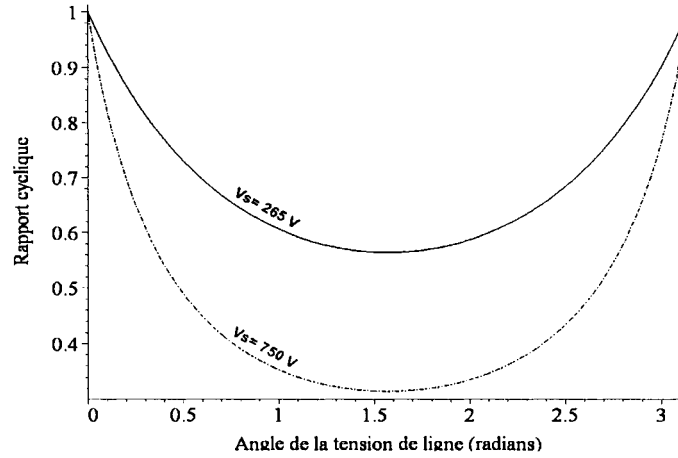


Figure 15 Rapport cyclique en mode continu

Le rapport cyclique minimal pour les tensions d'entrée minimales et maximales est de 0,564 et 0,314 respectivement. Ce sont des valeurs raisonnables, car un rapport cyclique trop petit aurait exigé un grand courant au primaire pour passer la puissance et un grand rapport cyclique aurait exigé un grand courant au secondaire, parce que son temps de conduction aurait été très court.

2.2.3 Inductance de magnétisation critique

Le circuit de commande de charge (*charge control*, voir chapitre 3) fait en sorte que la charge Q tirée de la source soit égale à celle tirée par une charge résistive de même puissance que celle demandée par le convertisseur. On peut écrire:

$$Q[A \cdot s] = I_{p, \text{ moy sur } T_s} \cdot T_s = I_{\text{ligne moy sur } T_s} \cdot T_s \quad (2.5)$$

$$Q = \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t) dt \right] \cdot T_s = \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{\text{ligne}}(t) dt \right] \cdot T_s \quad (2.6)$$

Et comme $f_{\text{commutation}} \gg f_{\text{ligne}}$, on peut supposer le courant de ligne constant sur T_s :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t) dt \cdot T_s = I_{ligne} \cdot T_s \quad (2.7)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{\delta \cdot T_s} i_p(t) dt = I_{ligne} \quad (2.8)$$

Le courant du primaire est tel que vu à la figure 14, alors:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{\delta \cdot T_s} \left(I_{min} + \frac{V_s \cdot t}{L_p} \right) dt = I_{ligne} \quad (2.9)$$

Pour trouver l'inductance critique, c'est-à-dire celle qui placerait le mode d'opération à la limite entre le mode continu et le mode discontinu (pour un courant de ligne donné), on pose I_{min} à zéro et on obtient:

$$\frac{T_s \cdot \delta^2 \cdot V_s}{2 \cdot L_{critique}} = I_{ligne} \quad (2.10)$$

$$L_{critique} = \frac{T_s \cdot \delta^2 \cdot V_s}{2 \cdot I_{ligne}} \quad (2.11)$$

Cependant, la valeur de la tension et du courant de ligne varie (lentement pour le circuit de commande) sur le cycle de ligne. On aura donc $V_s \cdot \sin(\theta)$ et $I_{ligne} = I_{ligne, crête} \cdot \sin(\theta) = \frac{2 \cdot P_o}{V_{crête} \cdot \eta} \cdot \sin(\theta)$, où η est l'efficacité estimée du convertisseur.

Donc, sur le demi-cycle de ligne, la valeur de l'inductance critique sera:

$$L_{critique} = \frac{T_s \cdot \delta(\theta)^2 \cdot V_s \cdot \sin(\theta)}{2 \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{crête} \cdot \eta} \cdot \sin(\theta)} = \frac{\eta \cdot T_s \cdot (V_H \cdot V_s \cdot m)^2}{4(m \cdot V_H + V_s \sin(\theta))^2 \cdot P_o} \quad (2.12)$$

En prenant $\eta=90\%$, $T_s=20\mu s$ et $m = 0,938$ on peut trouver la valeur de l'inductance critique pour différentes valeurs de tension de source et de puissance.

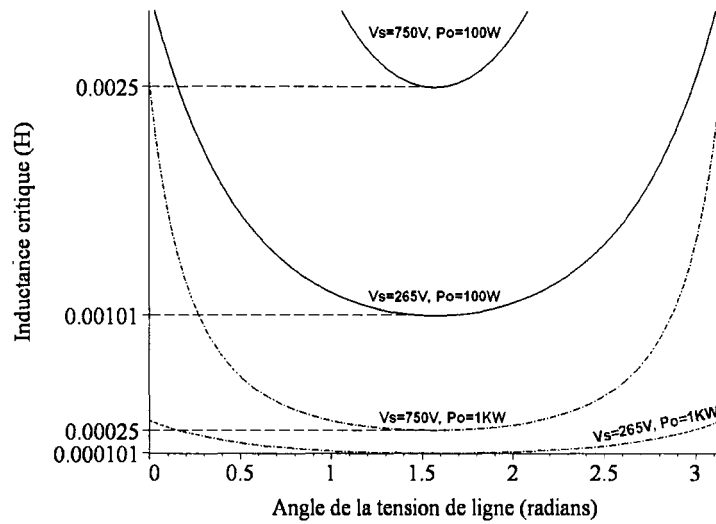


Figure 16 Inductance critique sur le demi-cycle de ligne

Si la valeur choisie pour l'inductance du primaire est supérieure à l'inductance critique, le convertisseur sera en mode continu (I_{min} sera plus grand que zéro). Pour une inductance de 1.5mH, une puissance de 100W et une tension d'entrée de 265V crête, on obtiendrait par exemple le cas suivant:

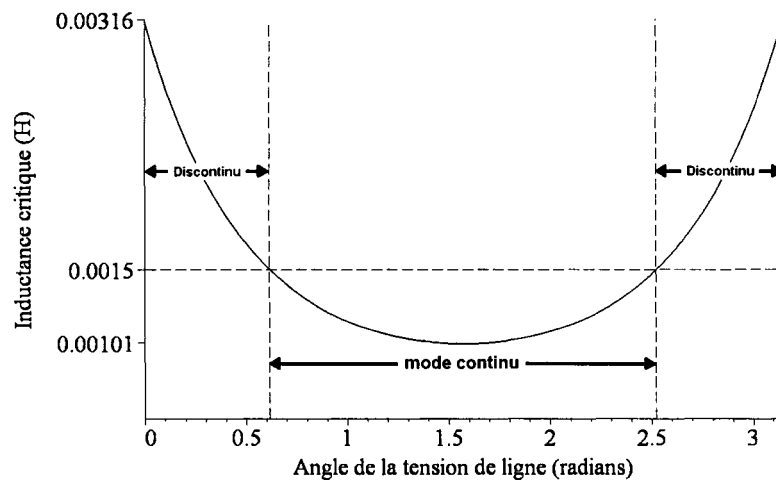


Figure 17 Mode d'opération pour $L=1,5\text{mH}$ $V_s=265\text{V}$ et $P=100\text{W}$

Il est clair d'après le graphique qu'il n'est pas envisageable d'opérer en mode continu dans toutes les conditions de tension et de puissance. Par exemple, en se référant à la figure 16, il faudrait une inductance de 25,3mH pour être en mode continu sur tout le cycle à 100W et 750 volts crête (480Vca).

2.2.4 Inductance choisie

Heureusement, il n'est pas nécessaire d'être continuellement en mode continu car la meilleure efficacité que ce mode procure est désirable surtout aux fortes puissances. Aussi, il faut considérer ici l'inductance *en charge*, car tel que cité au chapitre 7, l'inductance à vide ou en faible charge sera de plus grande valeur et par conséquent on observera le mode continu sur un plus grand intervalle de temps. Une inductance en charge de 1mH sera donc choisie et, après calculs (voir chapitre 7), on trouve une valeur à vide de 1,6mH. On peut réarranger l'équation (2.12) pour obtenir l'angle critique, c'est-à-dire le moment dans le demi-cycle où se fera le passage du mode discontinu au mode continu:

$$\sin(\theta) = \frac{1}{V_s} \sqrt{\frac{m^2 \cdot \eta \cdot T_s \cdot (V_H \cdot V_s)^2}{4 \cdot P_o \cdot L}} - \frac{m \cdot V_H}{V_s} \quad (2.13)$$

En posant $\sin(\theta) = 0$ et en isolant P_o on trouve une fonction de V_s qui indique, pour une tension crête donnée, la puissance nécessaire pour opérer en mode continu sur tout le cycle. En posant $\sin(\theta) = 1$, on trouve la puissance nécessaire pour opérer en mode discontinu sur tout le cycle. La figure suivante indique ces conditions limites, ainsi que quelques conditions intermédiaires pour une inductance à vide de 1,6mH, 1mH en charge:

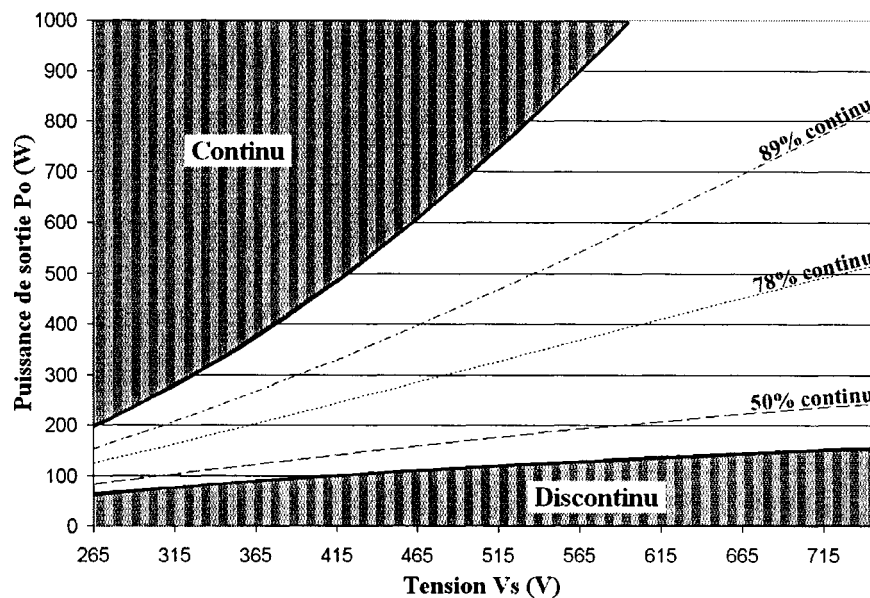


Figure 18 Mode d'opération pour l'inductance choisie

La valeur choisie pour l'inductance est suffisante car elle permet le mode continu durant au moins 50% du cycle de ligne à une puissance de plus de 25% de la puissance nominale et ce, pour toutes les tensions d'entrées.

2.3 Choix du type d'interrupteur

Afin de déterminer le type d'interrupteur (Mosfet ou IGBT) à utiliser pour le module principal, il faut évaluer les courants moyens et efficaces.

Le calcul de ces valeurs ne sera pas conduit de façon précise mais prendra plutôt la forme d'une approximation. Le courant sera calculé à son point maximal, donc quand la tension et le courant de ligne sont maximaux (à $\theta = \pi/2$) et cette valeur instantanée sera transformée en valeur moyenne. Comme l'enveloppe du courant a la forme d'une sinusoïde redressée, on trouve la valeur moyenne en multipliant la valeur maximale par $2/\pi$ (0,636). Cette façon de calculer la valeur moyenne n'est pas exacte car les conditions ne sont pas nécessairement linéaires et proportionnelles à la tension du réseau durant son cycle.

Cependant, elle prédit assez fidèlement les résultats obtenus en simulation et, de plus, c'est la seule façon simple de procéder.

Le courant moyen des interrupteurs est le même que le courant moyen de la source (si on néglige l'effet du snubber dont il est question plus loin). On peut évaluer ce courant moyen par:

$$I_{sw,moy} = I_{source,crête} \cdot \frac{2}{\pi} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_s} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (2.14)$$

Prenant le pire cas (1000W, 265V) et une efficacité estimée de 90%, on trouve 5,34 A.

Le courant efficace est plus difficile à évaluer, et on négligera l'effet du snubber qui, de toutes façons, réduit le courant moyen et efficace. On aura donc un estimé pessimiste des courants. D'après la figure 18, le mode est continu sur tout le cycle à la puissance maximale, donc le rapport cyclique est de 0,564 à 265V (voir figure 15). Le courant I_{med} (figure 14) est donc:

$$I_{med} = \frac{I_{source,crête}}{\delta} = \frac{2 \cdot P_o}{\delta \cdot \eta \cdot V_s} = 14,9A \quad (2.15)$$

À pleine charge la valeur de l'inductance est de 1mH. La pente du courant est donc connue et on peut trouver le courant I_{min} et I_{max} comme suit:

$$I_{max} = I_{med} + \left(\frac{V_s}{L} \cdot \frac{\delta \cdot T_s}{2} \right) \quad (2.16)$$

Pour I_{min} , on soustrait la demi-pente au lieu de l'additionner et on trouve $I_{min} = 13,4A$ et $I_{max} = 16,4A$. La valeur efficace d'un signal ayant cette forme se calcule ainsi:

$$I_{rms \text{ sur 1 cycle}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt}$$

$$I_{\text{rms sur 1 cycle}} = \frac{1}{3} \sqrt{3 \cdot \delta \cdot (I_{\text{max}}^2 + I_{\text{max}} \cdot I_{\text{min}} + I_{\text{min}}^2)} \quad (2.17)$$

Sur le cycle de ligne on trouve un courant efficace total de $11,2A \cdot 2/\pi = 7,1A$, toujours pour le pire cas (1000W, 265V, efficacité estimée de 90%).

En première approximation, on peut comparer l'avantage à utiliser des IGBT au lieu d'utiliser des Mosfets. Aux niveaux de puissance envisagés, les IGBT ont une tension de saturation d'environ 2 volts. On espérerait alors une dizaine de watts de pertes en conduction par transistor. Quant aux Mosfets, pour obtenir les mêmes pertes $r_{\text{ds,on}} \cdot I_{\text{eff}}^2$ il faudrait trouver un transistor ayant une résistance de drain de $200\text{m}\Omega$. Or, les meilleurs Mosfets ont une résistance de drain au moins 5 fois cette valeur pour les tensions envisagées. Le choix se portera donc sur les IGBT. Le modèle sélectionné pour le prototype (FGL60N100) a une tension de saturation de 1,3 volt pour le courant moyen calculé. Les pertes en conduction seront d'environ 7 watts par transistor. Malheureusement, les transistors IGBT ont un courant de queue qui augmente les pertes en commutation à l'ouverture. Le type choisi est optimisé pour les fréquences élevées (50KHz est une fréquence assez élevée pour un IGBT). Néanmoins le courant de queue est encore présent et pour tenter de diminuer les pertes, un snubber sera placé sur chacun des deux IGBT. La section 2.4 décrit en détail le circuit des snubbers régénératifs installés sur chacun des deux interrupteurs.

2.4 Snubber régénératif (principe de base)

Le snubber utilisé ici est un circuit d'aide à la commutation qui diverge le courant dans un condensateur lors de l'ouverture de l'interrupteur. De cette façon, le courant décroît très rapidement, et l'ouverture se fait à tension réduite car le condensateur est déchargé à chaque cycle durant la fermeture du transistor. Au moment de l'ouverture la tension aux bornes de l'interrupteur est $V_{\text{ce,sat}}$ et elle croît linéairement avec une pente qui dépend de l'amplitude du courant commuté et de la valeur du condensateur C_s .

L'énergie accumulée dans C_s à l'ouverture doit être enlevée afin d'abaisser sa tension à (presque) zéro. Il ne serait pas efficace de dissiper cette énergie, et la retourner à la source (ou à un point en amont des transistors dans ce cas-ci) occasionnerait une redondance dans le traitement de la puissance. La configuration montrée à la figure suivante permet de faire parvenir l'énergie à la charge:

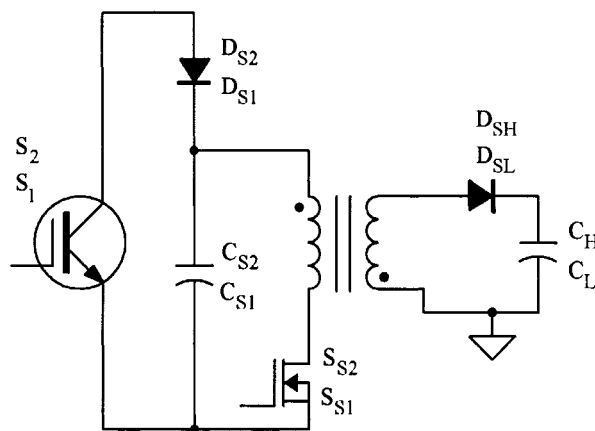


Figure 19 Circuit des snubbers régénératifs

Le circuit est reproduit sur chacun des deux interrupteurs principaux. Les éléments du snubber associé à S_2 sont nommés en utilisant le désignateur du haut (il déverse donc son énergie dans C_H , la plus élevée des deux sorties du PFC). L'interrupteur auxiliaire est commandé par le même signal que l'interrupteur principal (en fait, toute la section de puissance est commandée par un seul et unique signal PWM). La figure suivante illustre le fonctionnement du snubber.

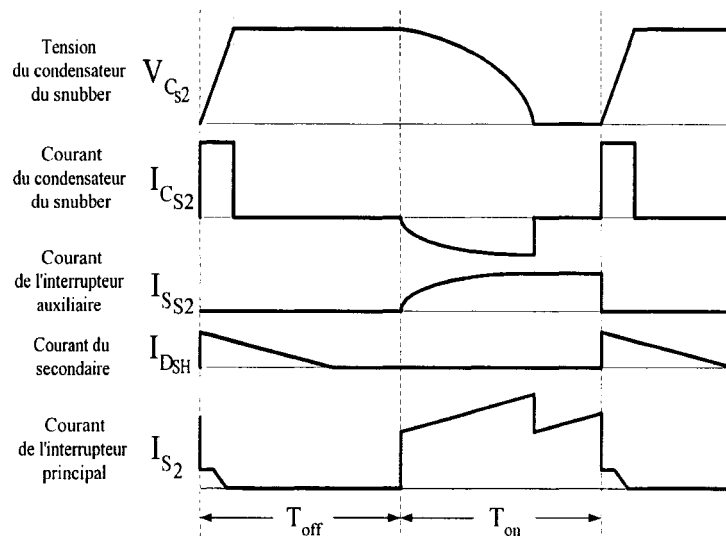


Figure 20 Formes d'ondes conceptuelles du snubber

Au début de T_{off} , le courant de l'interrupteur principal est divergé dans le condensateur du snubber. La tension sur celui-ci s'accroît linéairement. Pendant la durée de la queue de courant la tension collecteur-émetteur (égale à la tension du condensateur) est réduite. Conséquemment les pertes à l'ouverture sont considérablement diminuées. Durant T_{on} , tous les interrupteurs se ferment et le condensateur C_s forme un circuit résonnant avec le primaire du transformateur du snubber et se décharge. Quand sa tension atteint environ zéro, la diode D_s est polarisée en direct et permet au courant de continuer de circuler. À ce moment, le courant doit provenir du même point que le collecteur de l'interrupteur principal, et le courant dans ce dernier diminue subitement. Quand les interrupteurs s'ouvrent, le courant du snubber est dirigé vers la charge.

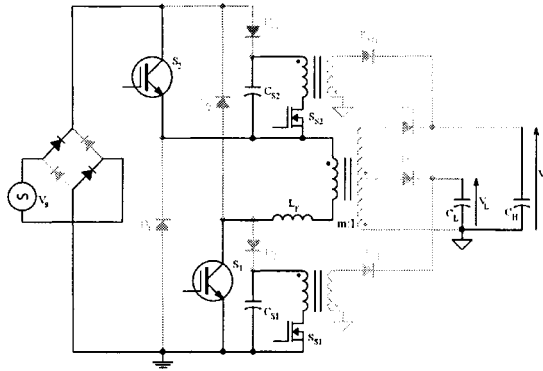
Il faut noter que ce snubber n'engendre aucun courant de grande amplitude, car le condensateur est déchargé aussi lentement que possible. Le transistor auxiliaire débute sa conduction avec un courant nul, et le courant à sa fermeture n'exige pas de circuit d'aide à la commutation. L'inconvénient cependant est que la tension est assez grande pour obliger l'utilisation de Mosfets ayant une résistance de drain élevée, ce qui occasionne des pertes substantielles.

Il faut que les éléments soient dimensionnés de sorte que le condensateur soit complètement déchargé à la fin de T_{on} , et qu'aucune énergie ne subsiste dans le noyau du transformateur à la fin de T_{off} pour toutes les conditions d'opération. Le dimensionnement des composants se fera une fois établie la tension maximale atteinte sur C_s , après examen des phases d'opération à la section suivante.

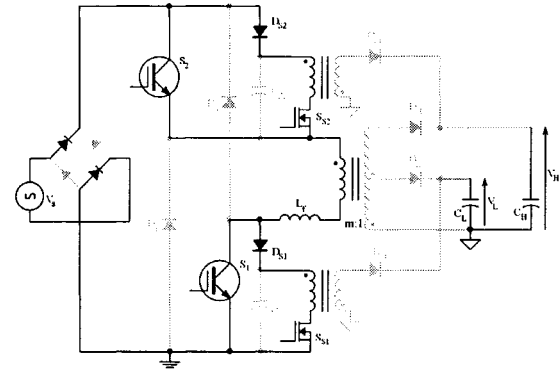
2.5 Phases d'opération

2.5.1 La tension de source est inférieure à la tension réfléchiée

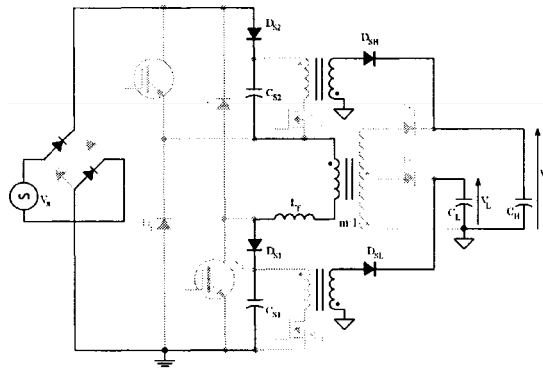
Quand la tension de ligne est inférieure à $m \cdot V_H$, on distingue six phases d'opération durant la période de commutation. La figure suivante illustre l'état de conduction des éléments du circuit complet pour les six phases:



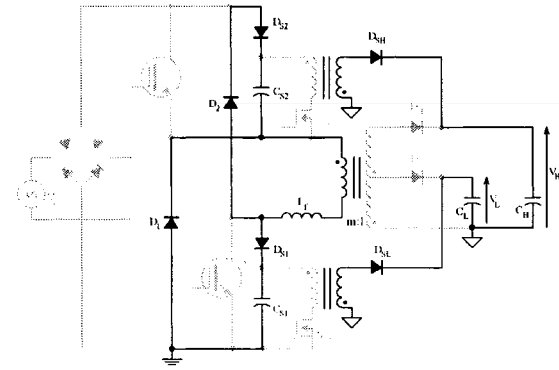
Phase 1



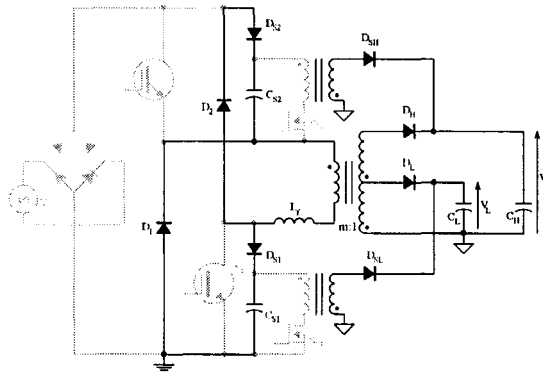
Phase 2



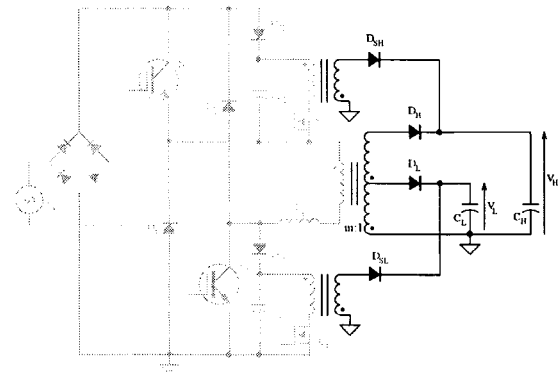
Phase 3



Phase 4



Phase 5



Phase 6

Phase 1 : Début de T_{on} . Tous les transistors sont fermés simultanément. Le courant s'établit au primaire du transformateur principal et les secondaires cessent de conduire. Le courant de charge est assuré par les condensateurs de sortie C_H et C_L . Les condensateurs des snubbers C_{s1} et C_{s2} commencent à être déchargés.

Phase 2 : C_{s1} et C_{s2} sont complètement déchargés, et le courant de décharge passe maintenant par D_{s1} et D_{s2} . Les interrupteurs principaux voient leur courant diminué d'autant.

Phase 3 : Début de T_{off} . Tous les interrupteurs sont ouverts simultanément et l'énergie accumulée dans les transformateurs auxiliaires se déverse dans la charge. Le courant au primaire du transformateur principal continue de circuler par $D_{s2} - C_{s2}$ et $D_{s1} - C_{s1}$. La tension aux bornes des interrupteurs croît linéairement jusqu'à ce que $V_{Cs} = V_s = V_{p,Tm}$. À ce point, la tension sur la paire de diodes du pont qui conduisait est zéro, et elles cessent de conduire.

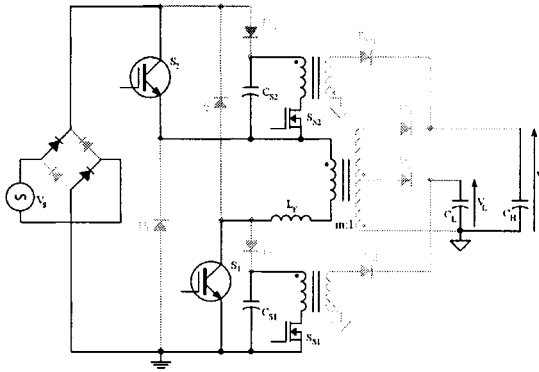
Phase 4 : Le courant au primaire du transformateur principal continue de circuler par $D_2 - D_{s2} - C_{s2}$ et $D_{s1} - C_{s1} - D_1$. Cette phase se termine quand $V_{p,Tm} = m \cdot V_H$. À ce point, les secondaires du transformateur principal commencent à conduire.

Phase 5 : L'énergie accumulée dans l'inductance de fuite se déplace vers les condensateurs des snubbers par le même chemin qu'en phase 4. C'est à la fin de cette phase que la tension sur les interrupteurs est la plus élevée.

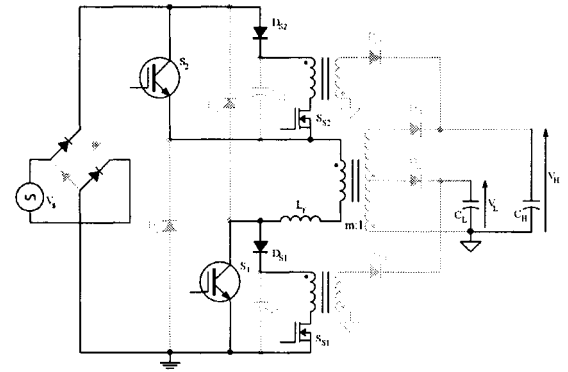
Phase 6 : Durant cette phase les snubbers épuisent complètement l'énergie accumulée dans le noyau de leur transformateur, et les secondaires du transformateur principal continuent de conduire durant toute la durée de cette phase.

2.5.2 La tension de source est supérieure à la tension réfléchi

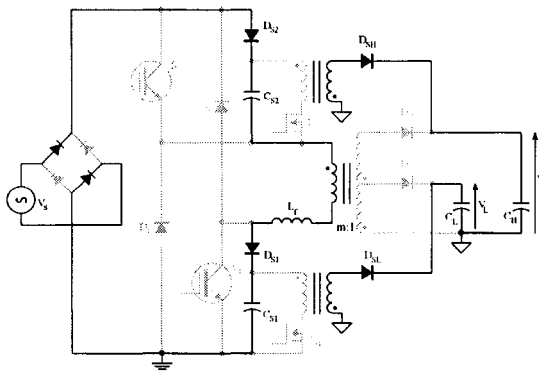
Si la tension de ligne est supérieure à $m \cdot V_H$, les phases ne sont plus exactement les mêmes, car l'état de conduction des diodes du pont et de roue libre change. Pour éviter toute confusion, dans le cas où $V_s > m \cdot V_H$ les phases seront nommées A à E. Les phases A et B correspondent exactement aux phases 1 et 2. À l'ouverture des interrupteurs, la phase C commence et se termine lorsque $V_{p,Tm} = m \cdot V_H$. Durant la phase D les secondaires commencent à conduire et les diodes du pont cessent de conduire quand $V_{Cs1} + V_{Cs2} + V_{p,Tm} \geq V_s$. Enfin, la phase E correspond exactement à la phase 6.



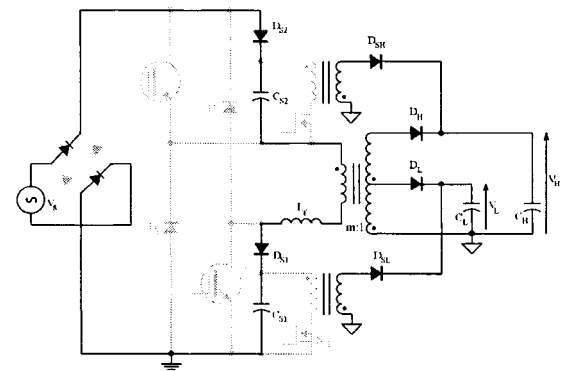
Phase A



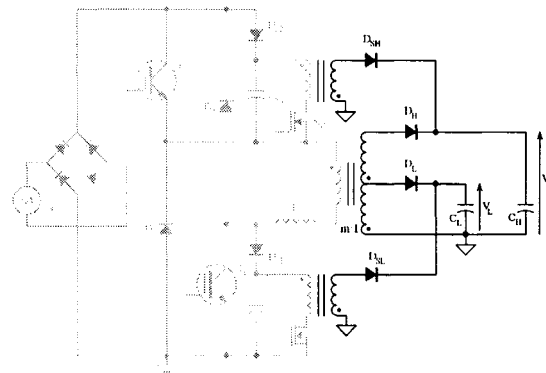
Phase B



Phase C



Phase D



Phase E

2.6 Tension maximale sur les interrupteurs

La tension maximale sur les interrupteurs (ou sur C_s) va déterminer la quantité d'énergie devant être évacuée par les snubbers et toute leur dynamique en fait. Pour déterminer cette tension, il faut analyser les phases 3 à 5.

Avec la tension minimale (265V) et la puissance nominale (1000W), on peut procéder ainsi:

Phase 3 : Les interrupteurs viennent tout juste de s'ouvrir et la tension sur C_s augmente jusqu'à ce que les diodes de roue libre D_{s2} et D_{s1} soient polarisées en direct, c'est-à-dire que $V_{primaire} = V_{Cs}$. En additionnant les tension sur la boucle on trouve $V_s - V_{Cs} + V_{primaire} - V_{Cs} = 0$, ce qui implique que si $V_{primaire} = V_{Cs}$ alors $V_{Cs} = V_s$. Il a été établi que le courant maximal dans le primaire est de 16,4 A et comme $I / C = dv / dt$, la durée de la phase 3 est de :

$$\frac{265V}{(16,4/(15nF))} = 242ns$$

Le courant reste pratiquement constant durant cette courte phase car la dynamique est lente étant donné qu'elle implique l'inductance primaire du transformateur qui est de 1mH.

Phase 4 : Les diodes du pont étant ouvertes et le secondaire ne conduisant pas encore, le circuit se résume à une seule boucle formée de l'inductance du primaire et d'un condensateur équivalent à $2C_s$. La phase prend fin quand les secondaires commencent à conduire, c'est-à-dire que $V_{primaire} = m \cdot V_H$. On peut trouver la durée de la phase ainsi:

$$dt = \frac{dv \cdot 2C_s}{I_p} = \frac{(m \cdot V_H - V_s) \cdot 2C_s}{I_p} = 143ns$$

Le courant est constant durant cette phase car sa dynamique est lente : le circuit équivalent dont il est question forme un circuit résonnant dont la fréquence propre est de 29,1 KHz. Le courant ne varie donc pas significativement durant les 143ns que durent cette phase.

Phase 5 : L'analyse des phases 3 et 4 n'ont servi qu'à montrer que le courant est le même au début de la phase 5 qu'à la fin de la phase 2 étant donné la dynamique relativement lente et la courte durée de ces phases. Durant la phase 5 le secondaire conduit, ce qui élimine l'inductance du primaire du circuit. Seule l'inductance de fuite limite la décroissance du courant, et c'est l'énergie accumulée dans celle-ci qui détermine la tension atteinte sur les interrupteurs ou C_s . On peut dessiner le circuit équivalent ainsi :

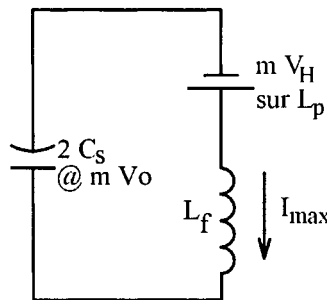


Figure 21 Circuit équivalent au début de la phase 5

La transformée de Laplace appliquée sur le circuit équivalent en tenant compte des conditions initiales donne la représentation suivante :

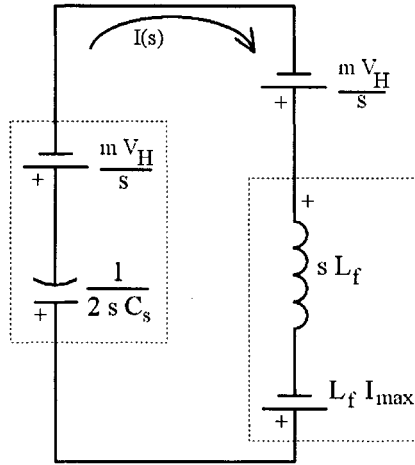


Figure 22 Représentation de Laplace de la phase 5 avec conditions initiales

Et on peut résoudre ainsi :

$$I(s) = \frac{2 \cdot C_s \cdot I_{max} \cdot L_f \cdot s}{2 \cdot C_s \cdot L_f \cdot s^2 + 1}$$

$$V_{Cs}(s) = \frac{m \cdot V_H}{s} + \frac{I(s)}{2 \cdot s \cdot C_s} = \frac{I_{max} \cdot L_f}{2 \cdot C_s \cdot L_f \cdot s^2 + 1} + \frac{m \cdot V_H}{s}$$

En prenant la transformée inverse on trouve :

$$v_{cs}(t) = m \cdot V_o + \frac{I_{max} \cdot \sqrt{2 \cdot L_f}}{2 \sqrt{C_s}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{2} \cdot t}{2 \sqrt{C_s \cdot L_f}}\right) \quad (2.18)$$

Cette équation a un maximum à $t = \frac{\pi \cdot \sqrt{C_s \cdot L_f}}{\sqrt{2}}$, ce qui au passage donne la durée de la phase 5. En plaçant les valeurs dans l'équation (2.18), on trouve $v_{cs,max} = 555$ V, pour la condition où la tension de ligne est de 265V crête et la puissance de sortie au maximum.

Pour le cas où la tension du réseau est de 750V crête, $V_s > m \cdot V_H$ et par conséquent il faut considérer les modes C et D pour établir la tension maximale. Il a été déjà établi que

le mode C se termine lorsque $V_{p,Tm} = m \cdot V_H$. Dans ce cas, la tension sur C_s peut être trouvée en additionnant les tensions sur la boucle

$$\begin{aligned} -V_s + V_{Cs} - V_{p,Tm} + V_{Cs} &= 0 \\ V_{Cs} &= \frac{V_{p,Tm} + V_s}{2} \end{aligned} \quad (2.19)$$

À la fin de la phase C, la tension sur C_s sera de 547 V. En utilisant les équations (2.15) et (2.16), on trouve respectivement $I_{med} = 9,44A$ et $I_{max} = 11,8A$, pour la puissance nominale de 1000W. Par le circuit équivalent utilisé précédemment et la transformée de Laplace, la tension maximale sur l'interrupteur est donnée par l'équation suivante, similaire à l'équation (2.18) :

$$v_{cs,max} = \frac{V_{p,Tm} + V_s}{2} + \frac{I_{max} \cdot \sqrt{2 \cdot L_f}}{2\sqrt{C_s}} \quad (2.20)$$

La tension maximale est de 698 volts. C'est la tension maximale absolue pour toutes les conditions d'opération, avec l'efficacité estimée de 90% et une inductance de fuite estimée de 5 μH . Comme le décrit le chapitre traitant des circuits de protection, la tension de sortie V_H atteint sa limite matérielle à 400V. À ce point les commutations cessent. Aussi, le courant de collecteur est limité à 30A. Avec les valeurs estimées d'efficacité et d'inductance de fuite, la tension maximale absolue serait de 950V.

2.7 Dimensionnement des éléments du snubber

2.7.1 Inductance du primaire du transformateur auxiliaire

Le rapport cyclique minimal est de 0,314 (voir section 2.2.2), ce qui implique que le condensateur du snubber doit être complètement déchargé après 6,28 μs . Durant la décharge, C_s forme un circuit résonant avec le primaire du transformateur auxiliaire et il sera complètement déchargé après 1/4 de la période du circuit résonant. On trouve donc cette contrainte:

$$\begin{aligned}
T_{\text{résonance}} &= 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{p,Ta} \cdot C_s} \\
1/4 \cdot T_{\text{résonance}} &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_{p,Ta} \cdot C_s} < T_s \cdot \delta_{\min} \\
\frac{\pi^2}{4} \cdot L_{p,Ta} \cdot C_s &< (T_s \cdot \delta_{\min})^2 \\
L_{p,Ta} &< \frac{4 \cdot (T_s \cdot \delta_{\min})^2}{C_s \cdot \pi^2}
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Pour $C_s = 15 \text{ nF}$, on trouve $L_{p,Ta} < 1,07 \text{ mH}$. Pour avoir un courant de décharge le plus petit possible, mieux vaut s'approcher le plus possible de cette valeur. Choisissons donc 1 mH . Ainsi, la décharge durera $6,1 \mu\text{s}$, et ce peu importe la tension sur C_s . La tension va cependant influencer le courant de décharge dont l'intensité est calculée à la sous-section suivante.

2.7.2 Intensité du courant de décharge

L'expression du courant de décharge se trouve en analysant le circuit équivalent :

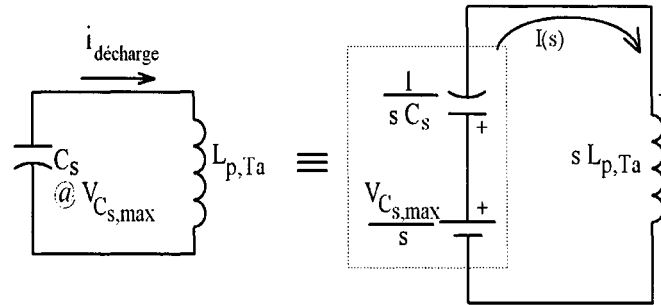


Figure 23 Circuit équivalent du snubber durant Ton

$$\begin{aligned}
\frac{V_{C_s,\max}}{s} - \frac{I(s)}{s \cdot C_s} - I(s) \cdot L_{p,Ta} &= 0 & I(s) &= \frac{C_s \cdot V_{C_s,\max}}{C_s \cdot L_{p,Ta} \cdot s^2 + 1} \\
i(t) &= \frac{V_{C_s,\max} \cdot \sqrt{C_s}}{\sqrt{L_{p,Ta}}} \cdot \sin\left(\frac{t}{\sqrt{C_s \cdot L_{p,Ta}}}\right)
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Avec $L_{p,Ta}=1$ mH, $C_s=15$ nF on trouve 2,15A à 265V, 1000W et 2,7A à 750V, 1000W.

2.7.3 Rapport de transformation du transformateur auxiliaire

Le rapport de transformation m_s du transformateur du snubber va déterminer les tensions sur le transistor et la diode. L'analyse sera faite pour S_{s2} et D_{sH} ; étant donné qu'il est rattachée à V_H , c'est le snubber qui subit la plus grande tension.

Quand le transistor est ouvert, il subit une tension $V_{Cs} + m_s \cdot V_H$ car à ce moment la diode au secondaire est en conduction. Durant T_{on} , la diode supporte $V_H + V_{Cs}/m_s$. En prenant $m_s=1$, le transistor et la diode sont soumis à la même tension crête (1065 V maximum, avec la tension de source maximale).

Cela implique une inductance au secondaire de 1mH également. Il convient de vérifier si le courant atteindra zéro durant T_{off} car c'est une condition nécessaire pour que le snubber fonctionne en mode discontinu. À l'ouverture du transistor, le courant au secondaire atteindra la même amplitude que le courant au primaire calculé précédemment car $m_s=1$. Ce courant doit atteindre zéro avant la fin de T_{off} , dont la durée est $(1 - \delta) \cdot T_s$. Connaissant la tension et la valeur de l'inductance il est possible d'établir le taux de décroissance du courant et ainsi obtenir la contrainte suivante:

$$\frac{V_L}{L} \cdot (1 - \delta) \cdot T_s > I \quad (2.23)$$

La plus basse tension de sortie est utilisée car c'est elle qui amène la pente la plus faible. Pour $V_s=265V$, $\delta=0,564$ et $I=1,98A$ l'équation (2.23) donne $2,39>1,98$ et pour $V_s=750V$, $\delta=0,314$ et $I=2,56A$, on obtient $3,76>2,56$. Cela signifie que le courant a le temps de décroître jusqu'à zéro durant le temps où le secondaire conduit.

Il faut noter ici que les conditions étudiées sont celles observées au sommet de la sinusoïde (quand l'angle de ligne est de 90 ou 270 degrés). À ce moment le rapport cyclique est au minimum (voir figure 15). Ailleurs, le rapport cyclique est plus grand, ce

qui signifie que le temps alloué au secondaire du snubber pour décroître son courant est moindre. Par contre, la tension sur C_s y est plus faible donc le courant atteint dans les enroulements est plus bas et demande moins de temps à s'annuler. Sans faire ici une analyse exhaustive du phénomène, il est raisonnable de penser que le snubber fonctionnera tel que souhaité en mode discontinu sur tout le cycle (des essais au simulateur ont montré que c'était effectivement le cas, sauf pour une étroite région autour du passage à zéro du réseau).

Dans le cas où les conditions de tension et/ou de puissance sont telles que le convertisseur ne fonctionne pas en mode continu (voir figure 18), la rapport cyclique est plus court que celui utilisé pour les calculs de cette section. En pareil cas, la tension sur C_s n'a pas suffisamment de temps pour atteindre zéro et l'action du snubber n'est que partielle. En fait, aux faibles puissances le snubber va certainement nuire à l'efficacité puisque même s'il n'aidera pas à la commutation il transitera néanmoins une énergie appréciable dans un circuit dont l'efficacité n'est pas très élevée.

2.8 Tensions et courants des principaux éléments

L'analyse du circuit permet d'établir les tensions maximales et les courants dans les éléments du circuit de puissance. Les tableaux suivants présentent le résultat de cette analyse.

Tableau I

Tensions et courants pour $V_s = 208 \text{ Vrms}$ (-10%) et $P_o = 1 \text{ KW}$

	V	I	Pertes en conduction (W)
S_x	555	moy : 5,34	$2 \times 1,25 \text{ V} \times 5,34 \text{ A} = 13,4$
S_{S_x}	898	rms : 1,16	$2 \times 1,16^2 \times 2,5 \Omega = 6,73$
D_H, D_L	649	moy : 1,56	$2 \times 1,56 = 3,12$
D_1, D_2	265	moy : 0,2	$2 \times 0,2 = 0,4$
D_{S1}, D_{S2}	555	moy : 0,9	$2 \times 0,9 = 1,8$
D_{SH}, D_{SL}	921	moy : $D_{SH} = 0,2$ $D_{SL} = 0,27$	0,5
D_{pont}	400	moy : 2,7	$4 \times 2,7 = 10,8$
T_m et L_{aux}	---	rms: primaire $T_m = 4,76$ secondaire $T_m = 5,9$ $L_{aux} = 4,76$	13,2
P_{fe} de T_{snub}			$2 \times 6 = 12$
Commande, etc.			5
Total sans $P_{commutation}$			67

Tableau II

Tensions et courants pour $V_s = 480V_{rms}$ (+10%) et $P_o = 1KW$

	V	I	Pertes en conduction (W)
S_x	698	moy : 1,88	$2 \times 1,25V \times 1,88A = 4,7$
S_{S_x}	1065	rms : 0,88	$2 \times 0,88^2 \times 2,5 \Omega = 3,9$
D_H, D_L	1200 (@ $V_H = 400V$)	moy : 1,56	$2 \times 1,56 = 3,12$
D_1, D_2	750	moy : ≈ 0	≈ 0
D_{S1}, D_{S2}	698	moy : 0,5	$2 \times 0,5 = 1$
D_{SH}, D_{SL}	1098 (@ $V_H = 400V$)	moy : $D_{SH} = 0,26$ $D_{SL} = 0,356$	0,6
D_{pont}	750	moy : 0,94	$4 \times 0,94 = 3,76$
T_m et L_{aux}	---	rms: primaire $T_m = 2,9$ secondaire $T_m = 4,8$ $L_{aux} = 2,5$	6,45
P_{fe} de T_{snub}			$2 \times 6 = 12$
Commande, etc.			5
Total sans $P_{commutation}$			40,5

Tableau III

Tensions et courants maximaux pour le choix des composants

	V	I
S_x	715 (@ $V_H = 400V$)	moy : 5,34
S_{S_x}	1098 (@ $V_H = 400V$)	rms : 1,16
D_H, D_L	1200 (@ $V_H = 400V$)	moy : 1,56
D_1, D_2	750	moy : ≈ 0
D_{S1}, D_{S2}	698	moy : 0,9
D_{SH}, D_{SL}	1098 (@ $V_H = 400V$)	moy : $D_{SH} = 0,26$ $D_{SL} = 0,356$
D_{pont}	750	2,7

2.9 Circuits d'attaque des transistors

2.9.1 Circuit d'attaque des transistors principaux

Le transistor principal S_2 n'étant pas référencé à la masse (se référer aux schémas du circuit de puissance au paragraphe 2.5), il est nécessaire de prévoir un circuit de translation de la tension de grille. Il existe de nombreux type de circuit d'attaque isolé. Certains utilisent un petit transformateur afin d'assurer l'isolation et la translation de tension. Cette solution n'a pas été retenue ici car ce type de circuit peut entrer en oscillation quand le rapport cyclique change rapidement. En effet, afin d'obtenir une valeur continue du côté secondaire il faut placer un circuit qui restitue le niveau CC. Ce

circuit se compose entre autres de condensateurs et le circuit équivalent LC entre en résonance quand il est excité par une variation brusque du rapport cyclique. De plus, ce genre de circuit peut poser problème pour des rapports cycliques extrêmes. Or, le rapport cyclique peut varier ici sur la plage 0-95%, la limite supérieure étant fixée par le circuit de commande.

Il existe également des circuits intégrés spécialisés permettant l'isolation, par exemple le IR2110. Cependant, même la variante haute-tension de ce circuit intégré (IR2113) ne permet que 600V d'isolation.

La solution retenue utilise un opto-isolateur logique rapide pour assurer l'isolation (U18). Cet opto-isolateur introduit un délai de propagation retardant le signal de grille de S_2 (Q9). Il faut compenser ce délai car les deux interrupteurs doivent agir simultanément, sinon celui des deux qui s'ouvre le premier devra supporter la totalité de la tension. Le signal de grille de S_1 (Q10) est donc retardé à l'aide d'une chaîne de *buffer* (U14) causant un délai égal à celui de l'opto-isolateur.

Une fois les deux signaux de commande générés pour S_1 et S_2 , le courant de grille durant les commutations est généré par un *driver* TC4422 (U15 et U16).

L'opto-isolateur a besoin d'une tension d'alimentation (5V) du côté isolé, et le *driver* U16 fonctionne sous 15V. Une petite alimentation isolée par transformateur permet de fournir 15V, et le 5V est tiré du 15V par un régulateur shunt (R74,CR2,C14). Cette alimentation isolée est formée d'un *driver* TC4422 entouré de quelques composants lui permettant d'entrer en oscillation (R75,Q5,R81,R43,R82,CR37,R83 et C17). La sortie du TC4422 attaque le primaire du transformateur X2 avec une onde carrée 0-15V. L'autre borne du primaire est reliée à un diviseur capacitif (C39 et C40) ce qui lui permet de fonctionner en mode *push-pull*. Le rapport de transformation de X2 étant de 1:2, le secondaire voit une tension alternative isolée +15/-15V qui est redressée au moyen d'un petit pont de diodes (CR35,CR36,CR38,CR39) et filtré par C23.

2.9.2 Circuit d'attaque des transistors des snubbers

Les interrupteurs des snubbers (Q17 et Q18) sont actionnés par le même signal de commande que les interrupteurs principaux. Le transistor du snubber référencé à la masse S_{S1} (Q17) tire son signal de commande de celui de S_1 (Q10), et le transistor du snubber "flottant" S_{S2} tire son signal de commande de celui de S_2 (Q9).

Lors de la fermeture des interrupteurs des snubbers le courant est nul dans leur transformateur (X3 et X5). Tel que vu à la figure 20, le courant de drain débute à zéro au moment de la fermeture des interrupteurs. Il est donc souhaitable de ralentir la fermeture de Q17 et Q18 en insérant une résistance (R95 et R96) dans leur circuit de grille, car si la transition est lente il devient inutile de placer un snubber au secondaire de X3 et X5.

L'ouverture doit se faire rapidement car il existe à ce moment un courant de drain. L'ouverture rapide est assurée par les diodes CR53 et CR54 qui court-circuitent les résistances de grille. Cette ouverture rapide ne cause pas de sur-tension au transistor car à ce moment la tension sur les condensateurs des snubbers C_{S1} et C_{S2} (C42 et C41) est nulle, et seule l'inductance de fuite au primaire des transformateurs va contribuer à l'augmentation de la tension réfléchie lors de la conduction des secondaires. Au pire cas, $V_H = 400V$ (limité par le circuit de protection) et comme le rapport de transformation des transformateurs des snubbers est de 1:1, il faudrait que l'inductance de fuite contribue à 800V pour que les transistors tombent en avalanche (à 1200V) et absorbent la faible énergie contenue dans l'inductance de fuite. Il n'y a donc pas à craindre à ouvrir les transistors rapidement.

2.10 Snubbers au secondaire de Tm

Afin d'absorber les sur-tensions causées par l'inductance de fuite il est nécessaire de placer au secondaire un circuit de snubber. Le circuit classique est un condensateur et une résistance en parallèle en série avec une diode (un tel circuit est utilisé à la prise médiane du secondaire du transformateur principal, voir les plans en annexe - section

Power, CR50, C45 et R77). Cet arrangement présente le défaut suivant : il faut estimer la quantité d'énergie contenue devant être dissipée par la résistance, sans quoi la tension sur le condensateur peut croître à une valeur dommageable aux diodes. Si la quantité d'énergie est sur-estimée la dissipation d'énergie par la résistance est supérieure à celle fournie par l'inductance de fuite. À chaque cycle de commutation, une partie de l'énergie devant être destinée à la charge sera inutilement absorbée par le condensateur, dont la tension aura atteint une tension trop basse à cause d'une valeur de résistance trop faible.

Dans un convertisseur CA-CC, l'énergie devant être dissipée due à l'inductance de fuite varie durant le cycle de ligne. Il serait donc intelligent de concevoir un snubber ne dissipant que la quantité d'énergie nécessaire à prévenir la sur-tension sur les diodes de sortie. C'est ce que fait le snubber placé sur V_H , qui doit dissiper la majeure partie de l'énergie due à l'inductance de fuite. Le circuit formé de R76, Q16, CR57, CR56 et CR55 émule une résistance variable qui ne réagit qu'aux tensions supérieures à 500V.

Notez qu'il faudrait modifier cette valeur pour la version finale du convertisseur, car la tension réfléchie au secondaire atteindra près de 800V à la tension maximale admissible.

2.11 Conclusion

La conception du module principal est terminée. Le prochain chapitre traitera de la méthode de commande ainsi que de sa réalisation physique.

CHAPITRE 3

MÉTHODE DE COMMANDE

3.1 Description de la commande de charge (charge control)

La commande de charge [10] permet de s'assurer que le courant de ligne suit la référence de courant. Cette méthode de commande est efficace pour les modes de fonctionnement continus et discontinus. Cela est nécessaire ici car le convertisseur passe d'un mode à l'autre durant le cycle de ligne, selon l'importance de la charge et le niveau de la tension de ligne. Cette méthode de commande est pratiquement insensible au bruit car c'est l'intégrale du courant qui est comparée à la référence. De plus, elle est stable même avec un rapport cyclique de plus de 50%, il est inutile d'ajouter une rampe de compensation à la référence pour assurer la stabilité.

Le courant de source est lu par une résistance de 20 mΩ placée en série avec les interrupteurs, juste après le filtre d'entrée. La charge tirée de la source est évaluée en intégrant le courant durant T_{on} . Cette intégrale est comparée à la référence qui est une version mise à l'échelle de la tension de source redressée. Quand l'intégrale du courant (la charge Q donc) atteint le niveau de la référence les interrupteurs sont ouverts pour le reste du cycle de commutation et l'intégrateur est remis à zéro. La valeur de la charge tirée de la source durant le cycle de commutation est :

$$Q[A \cdot s] = I_{p, \text{ moy sur } T_s} \cdot T_s = I_{\text{ligne moy sur } T_s} \cdot T_s \quad (3.1)$$

$$Q = \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t) dt \right] \cdot T_s = \left[\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{\text{ligne}}(t) dt \right] \cdot T_s \quad (3.2)$$

Et comme $F_{\text{commutation}} \gg F_{\text{ligne}}$, on peut supposer le courant de ligne constant sur T_s :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t) dt \cdot T_s = I_{ligne} \cdot T_s \quad (3.3)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{\delta \cdot T_s} i_p(t) dt = I_{ligne} \quad (3.4)$$

Comme l'intégrale du courant est comparée à la référence, on a que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{\delta \cdot T_s} i_p(t) dt = \text{référence} = V_{ligne} \cdot K_{\text{div. de tension}} \cdot K_{\text{multiplicateur}} \quad (3.5)$$

Le gain du multiplicateur est ajusté de façon à ce que la tension moyenne de V_H soit constante. Par l'action du comparateur, le rapport cyclique est tel que le courant de ligne soit proportionnel à la tension de ligne. En effet, par les équations (3.4) et (3.5) on trouve la relation suivante :

$$I_{ligne} = V_{ligne} \cdot K_{\text{div. de tension}} \cdot K_{\text{multiplicateur}} \quad (3.6)$$

Les valeurs de I_{ligne} et V_{ligne} sont supposées constantes durant le cycle de commutation. Du point de vue du circuit de commande, la tension change lentement durant le cycle de ligne. Le courant étant proportionnel à la tension, la poursuite est théoriquement parfaite mais en pratique elle est limitée par les caractéristiques du filtre d'entrée.

Les deux tensions de sortie comportent une harmonique au double de la fréquence du réseau car la puissance d'entrée est pulsatoire tandis que la puissance de sortie est constante. Si la tension était lue directement par le circuit de commande la forme du courant serait déformée. Un filtre coupe-bande est utilisé pour supprimer l'oscillation à 120 Hz. Le fait d'utiliser un coupe-bande au lieu d'un passe-bas permet d'obtenir une dynamique plus rapide car même avec un filtre passe-bas d'ordre élevé la fréquence de coupure doit être placée près de la fréquence du réseau ou même plus bas encore (10-30 Hz).

3.2 Réalisation du circuit de commande

3.2.1 Schéma-bloc

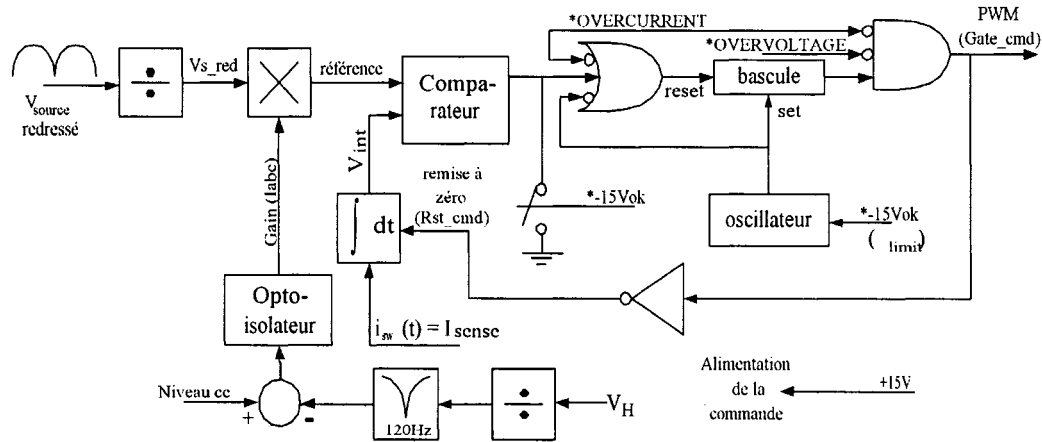


Figure 24 Schéma-bloc complet du circuit de commande

La figure précédente montre le schéma-bloc du circuit de commande. La tension de source est redressée par un petit pont de diodes (V_{s_red}) puis elle est divisée avant de servir d'entrée au multiplieur. Une fois multiplié ce signal devient la référence à laquelle l'intégrale du courant tiré de la source (I_{sense}) est comparé. Quand cette intégrale égale la référence le comparateur active l'une des trois conditions demandant la remise à zéro de la bascule, ce qui entraîne le signal de commande au niveau bas et l'ouverture des interrupteurs. Le signal de commande ($Gate_cmd$) est inversé afin d'obtenir le signal de remise à zéro de l'intégrateur. Le circuit reste dans cet état jusqu'à ce que l'oscillateur active à nouveau la bascule, entraînant la fermeture des interrupteurs et la levée de la remise à zéro de l'intégrateur. Un nouveau cycle débute. La figure suivante montre les signaux importants du circuit de commande.

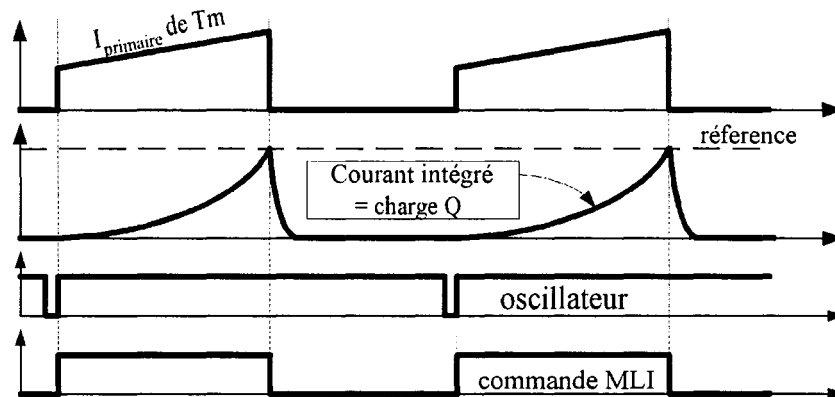


Figure 25 Signaux importants du circuit de commande

Si le courant dépasse la limite permise (voir chapitre 4) le signal *OVERCURRENT passe au niveau bas et la bascule est remise à zéro. Afin de réduire la latence, le signal est également acheminé directement au circuit ET logique fournissant le signal de commande.

Si la tension maximale est atteinte sur V_H le signal *OVERVOLTAGE passe au niveau bas, provoquant l'ouverture des transistors tant que la condition existe.

Le gain du multiplicateur, se présentant sous la forme d'un courant de commande (I_{abc} mis pour Amplifier Bias Current) est fonction du signal d'erreur, lequel est tiré de la tension de sortie V_H après division et filtrage de sa composante à 120 Hz. Le signal d'erreur est acheminé à travers un opto-coupleur car de part et d'autre de cet élément la référence (masse) n'est pas la même.

3.2.2 Réalisation du circuit

La tension de source est redressée par les diodes CR24, CR25, CR26 et CR27, formant la tension V_{s_red} (voir les plans en annexe - section *Input*). La tension V_{s_red} est ensuite divisée par les résistances R22 et R38 (voir les plans en annexe - section *Control*), et le condensateur C20 sert à filtrer les bruits au-dessus de 30KHz. Le signal résultant est de

très faible amplitude car le multiplicateur (U9) n'est pas linéaire pour les entrées dépassant une cinquantaine de millivolts. U9 est un amplificateur opérationnel à transconductance variable dont le courant de commande I_{abc} ajuste le gain. Sa sortie est un courant dépendant du courant de commande et de la différence de potentiel entre ses entrées. Par conception, le courant de commande est limité à $400 \mu A$. La résistance R31 et le condensateur C12 transforment le courant de sortie de U9 en une tension de référence acheminée au comparateur U8A, dont l'autre entrée provient de l'intégrateur de courant. Le transistor Q2 sert à inhiber le signal du comparateur durant la phase de démarrage, et Q3 permet la nécessaire inversion du signal de comparaison devant être acheminé à la logique de commande.

Les composantes entourant le TL431 (CR10) forment une alimentation shunt devant fournir une tension régulée de -10V à partir du -15V. Cette tension négative de -10V sert de référence à l'établissement du courant I_{abc} commandant le gain de U9.

L'oscillateur à 50KHz est formé des deux circuits 555 U4 et U5. Le premier (U4) fournit des impulsions destinées à amorcer U5 à une période fixe de $20 \mu s$. Les éléments entourant U5 ont pour utilité la limitation du rapport cyclique en phase de démarrage. Quand le signal *-15Vok est à l'état haut le convertisseur est en mode de démarrage et le rapport cyclique est limité à 25%. Quand l'alimentation auxiliaire fonctionne correctement et que les tensions sont établies le signal *-15Vok est à l'état bas et le rapport cyclique à la sortie de U5 est de 95%. Dans ce cas, le convertisseur est en mode normal d'opération et le rapport cyclique est commandé par le comparateur et par les signaux d'alarme *OVERVOLTAGE et *OVERCURRENT.

Le circuit d'intégration se trouve à la section *Input* des plans en annexe. La tension I_{sense} est formée par le passage du courant de source à travers une résistance de $20 m\Omega$ (R46). Ce signal est filtré par R94 et C53, puis amplifié et filtré encore par U10A, R42, R50 et C25. La résistance R49 convertit la tension résultante en courant, lequel est intégré par U10B et C26. L'intégrale est filtrée par R51 et C27 avant d'être acheminée au

comparateur. Le transistor Q4 est l'élément permettant la remise à zéro de l'intégrateur au moyen du signal Rst_cmd.

Le filtre coupe-bande et le circuit générant le courant de commande I_{abc} se trouvent à la section *Commande* des plans en annexe. La tension de sortie V_H est divisée en 31 et filtrée par R52, R14 et C28. U12A procure l'adaptation d'impédance pour la première section du filtre coupe-bande Twin-T. Afin d'améliorer la sélectivité du filtre, une configuration dite à *régénération* (ou bootstrap) est utilisée. La valeur des condensateurs et des résistances formant le filtre proprement dit est trouvée par la formule traditionnelle:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (3.7)$$

En prenant la sortie du filtre (la sortie de U12B) et en ré-injectant une partie à travers une source à basse impédance (U12D) on peut améliorer la sélectivité.

La réponse en fréquence mesurée des deux sections du filtre en cascade est :

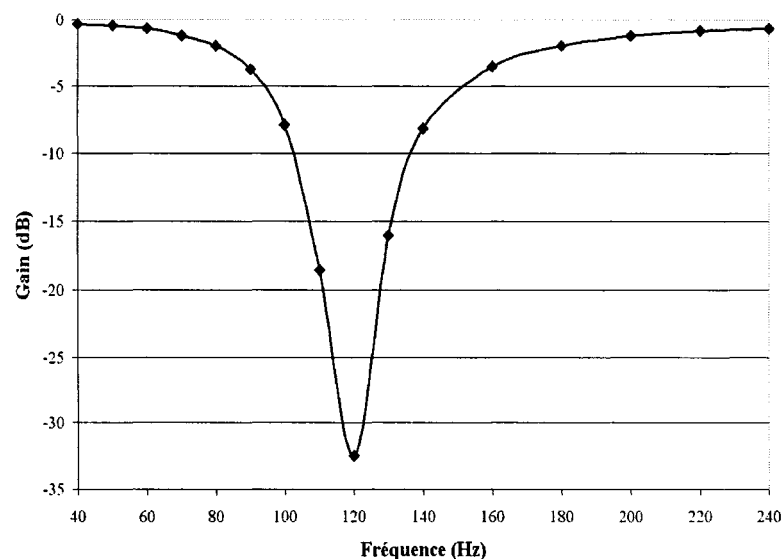


Figure 26 Gain du filtre coupe-bande cascadié

En jouant sur la quantité ré-injectée (le rapport entre R61 et R63, et R62 et R64) il est possible d'obtenir un filtre encore plus sélectif, mais il sera d'autant plus sensible à la valeur des composants (à la température, donc). Comme le but est d'atténuer la composante à 120 Hz superposée à la tension de sortie de façon à diminuer la distorsion harmonique, et que cette dernière n'influence par beaucoup le facteur de puissance (voir chapitre 1), rien ne sert d'exagérer les besoins en matière de sélectivité et d'atténuation.

Une fois la tension divisée et filtrée, il faut générer le courant de commande. La tension V_H étant nominale de 366V, la tension à la sortie du filtre sera nominale de 11,81 V (car elle est divisée par 31). La valeur des résistances formant le diviseur résistif formé par R65 et R70 est telle qu'elle place 2,49 V entre les broches 1 et 2 du TL431 (CR11). Cette tension est la tension de seuil en bas de laquelle CR11 tend à agir en circuit ouvert et au dessus de laquelle il tend à agir en court-circuit. Donc, si V_H (moins sa composante à 120Hz) dépasse 366V, un courant circulera dans la diode de U13. Ce courant sera reflété dans son transistor de sortie et provoquera une diminution du courant I_{abc} , donc une diminution de la tension de sortie ce qui tendra à la ramener à sa valeur nominale. R23 et C37 limitent la gain CC et en haute fréquence de CR11.

Les valeurs des résistances entourant l'opto-coupleur U13 sont choisies de façon à tenir compte des non-linéarités du ratio de transfert de courant et de la température, car un opto-coupleur tel que celui utilisé est fortement influencé par le courant et la température. Il a cependant l'avantage d'être très peu dispendieux.

3.3 Oscillations sous-harmoniques

Au passage d'un mode à l'autre apparaît un phénomène oscillatoire qui fait sembler la fréquence de commutation deux fois plus basse. Cela crée une composante harmonique à $F_s/2$ et il se peut que le filtre d'entrée n'ait pas une atténuation suffisante à cette fréquence pour la filtrer efficacement. La figure suivante illustre ce mécanisme :

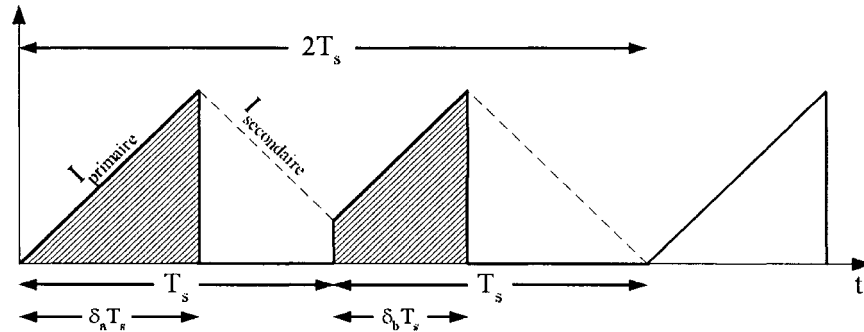


Figure 27 Mécanisme de l'oscillation sous-harmonique

Le circuit de commande s'assure que le courant moyen sur le cycle de commutation soit égal à une référence qui est construite à partir de la tension de ligne. La référence ne varie pas sensiblement d'une période à l'autre car la fréquence de commutation est beaucoup plus élevée que la fréquence de la ligne. Les aires hachurées sont donc égales. Au premier cycle de commutation, il faut $\delta_a T_s$ secondes pour atteindre la référence. Le courant dans le secondaire ne peut atteindre zéro durant les $(1 - \delta_a) T_s$ secondes qui lui sont allouées pour conduire. Par conséquent, le courant primaire débute le prochain cycle avec une valeur supérieure à zéro. Les aires étant égales, il faut moins de temps pour atteindre la référence ($\delta_b < \delta_a$). Le secondaire dispose donc de plus de temps pour se décharger et le courant atteint une valeur inférieure à celle du cycle précédent. Le cycle d'oscillation sous-harmonique est complété, et sa durée est de $2 T_s$.

Avec une inductance de magnétisation suffisamment grande on peut, tel que vu au point 2.2.4, s'assurer que le passage du mode discontinu au mode continu se produise près du passage à zéro du réseau, à un moment où le courant est faible. Ainsi, l'harmonique à $F_s/2$ est de faible amplitude et n'augmente pas le THDi de façon significative.

L'oscillation sous-harmonique sera présente quelque soit la valeur de l'inductance, et pour l'annuler complètement il faut ajouter un circuit de rampe de compensation sur la référence. Cependant, tel que décrit en [10], l'ajout d'une rampe de compensation déforme le courant de ligne. Pour cette raison, le circuit sera laissé tel quel.

3.4 Conclusion

Le circuit de commande est réalisé avec des pièces discrètes car il n'a pas été possible de trouver dans le commerce un circuit intégré possédant les fonctionnalités voulues. Un effort particulier a été déployé afin de concevoir un circuit qui soit le plus simple et le moins dispendieux possible tout en étant fiable et performant.

Le prochain chapitre traitera des circuits entourant le module principal. Le circuit de protection en courant, les détecteurs de tension, la protection de sur-tension, l'alimentation auxiliaire ainsi que la séquence de démarrage y seront présentés et détaillés.

CHAPITRE 4

PROTECTION, DÉMARRAGE ET CIRCUITS AUXILIAIRES

4.1 Alimentation auxiliaire

4.1.1 Description de l'alimentation auxiliaire

Afin de d'auto-alimenter, le convertisseur est doté d'une source de tension régulée s'alimentant à partir de la tension de sortie V_L . Cette alimentation auxiliaire est un petit flyback capable de fournir +15 / -15V référencé à la masse du côté ligne afin d'alimenter les circuits commande, et +15 V référencé du côté charge pour le post-régulateur.

4.1.2 Réalisation de l'alimentation auxiliaire

(Consulter les schémas en annexe - section Aux Power). Le flyback est basé sur le circuit intégré NCP1014AP100 (U1), qui renferme l'oscillateur, les circuits de protection et de démarrage, ainsi qu'un MOSFET de 700V dans un petit boîtier de 8 broches. La fréquence de commutation est de 100KHz, ce qui permet un transformateur de taille modeste. Pour compléter le circuit il ne manque que les composants entourant l'optocoupleur extérieur au circuit intégré (U2, CR1, CR9, R6, R7 et C11), la protection de surtension à l'ouverture du MOSFET (CR4, C2 et R1) et les diodes et condensateurs des secondaires. Noter la présence de perles de ferrite (ferrite beads) qui atténuent le bruit à haute fréquence provoqué par la commutation des diodes, ainsi que les deux étages des sorties formant un filtre RC qui réduit les bruits avec une fréquence de coupure d'environ 1,5 KHz. Avec les variations de la charge le niveau de tension variera car l'utilisation d'un filtre RC augmente l'impédance de sortie. Cependant, les variations de la charge sont faibles car les circuits tirent un courant à peu près constant. En coupant les hautes fréquences jusqu'à 1,5 KHz, les amplificateurs opérationnels et les circuits intégrés analogues du circuit de commande ne seront pas affectés par les variations de la

tension d'alimentation car en basse fréquence leur taux de réjection (PSRR) est très élevé.

4.2 Circuits de protection

4.2.1 Présentation générale

Le convertisseur est muni de quatre circuits de protection. Le premier est un détecteur de tension à hysteresis qui fournit l'alimentation +15V du circuit de commande lorsque la tension d'alimentation positive de l'alimentation auxiliaire (+15V cap) atteint environ 14,5V, et coupe l'alimentation quand elle descend sous 10V. N'étant plus alimenté, le circuit de commande cesse la commutation. Cela permet de protéger les IGBT en s'assurant que leur tension de grille soit toujours suffisamment élevée pour atteindre la saturation.

Le deuxième circuit de protection est un détecteur de tension à hysteresis qui fournit le signal *-15V_OK lorsque la tension d'alimentation négative du circuit de commande atteint -15V, et inhibe le signal quand elle monte au-dessus de 10V. La sous-section 4.4 donne plus de détails sur l'utilité de ce signal.

Le troisième circuit de protection s'assure que les tensions de sortie ne dépassent pas un certain seuil. Par conception, la limite imposée à V_H est 400V. Il est impératif de ne pas dépasser cette tension pour ne pas risquer le claquage des diodes de sortie. Le circuit de commande arrête la commutation autour de 380V.

Enfin, les transistors principaux sont protégés en courant par un circuit simple qui génère un signal destiné à cesser la commutation quand le courant instantané dépasse 30A.

4.2.2 Réalisation du circuit de détection (+15V)

Ce circuit de détection utilise une diode zener programmable (TL431). Nominale, le TL431 tente de maintenir une tension de 2,495 V entre ses broches 1 et 2 (consulter les schémas en annexe - section *Undervolt*). La tension sur le condensateur de sortie du

+15V de l'alimentation auxiliaire, ici appelée *+15V cap*, est divisée par les résistances R87, R68 et R89. Quand la tension *+15V cap* est inférieure au seuil de détection (14,5V) la tension entre les broches 1 et 2 de CR13 est inférieure à 2,495V et le TL431 agit presque comme un circuit ouvert. En fait, il a besoin d'un courant minimal de 1mA pour fonctionner correctement. La résistance R36 assure que le courant minimal soit fourni pour toute tension supérieure à 6,8V. Quand la tension *+15V cap* est inférieure à 14,5V, les transistors Q12, Q6 et Q14 sont ouverts et le circuit de commande n'est pas alimenté.

Quand *+15V cap* atteint une valeur d'environ 14,5V, la tension entre les broches 1 et 2 de CR13 dépasse 2,495 V et CR13 agit comme un court-circuit. Cela active les transistors Q11, Q12, Q6 et Q14. La tension +15V alimentant le circuit de commande est alors reliée à *+15V cap* via Q14 et la commutation s'amorce. Comme Q11 est saturé le niveau de détection est changé à une valeur plus élevée par l'ajout de R90 dans le diviseur résistif. Le circuit de détection restera dans cet état jusqu'à ce que la tension sur *+15V cap* descende sous 10V. A ce moment, le circuit retournera à l'état précédent et l'alimentation du circuit de commande sera coupée par l'ouverture de Q14, mettant fin à la commutation.

4.2.3 Réalisation du circuit de détection (-15V)

À chaque période de commutation les tensions de sortie du PFC V_H et V_L augmentent. Quand la tension sur V_L est suffisante l'alimentation auxiliaire se met en marche et commence à fournir les tensions *+15V cap* et -15V. Tant que la tension négative est supérieure à -15V les diodes zener CR3 et CR52 ne conduisent pas, les transistors Q13 et Q15 sont ouverts et le signal *-15Vok est à l'état haut. (Consulter les schémas en annexe - section *Undervolt*)

Quand la tension négative atteint environ -15V un courant circule dans les diodes zener et le transistor Q15 sature, entraînant la saturation de Q13. Cela change le point d'amorçage à -10V car CR3 se trouve alors court-circuitée par Q13. Le signal *-15Vok change d'état indiquant que la tension négative est suffisante pour que les amplificateurs

opérationnels fonctionnent correctement. Le convertisseur entre dans son mode normal d'opération.

Si la tension négative remonte au-dessus de -10V, le circuit de détection changera d'état et le signal *-15Vok retournera à l'état haut. Dans ce cas, le circuit de commande retourne en mode de démarrage.

4.2.4 Réalisation du circuit de détection de la tension de sortie maximale

(Voir les plans en annexe - section *Power*). La tension de sortie V_H est divisée par R84 et R88 de façon à obtenir la tension de détection de 2,495V sur la broche 1 du TL431 (CR12). Ce circuit ne pouvant supporter plus de 36V, la diode zener CR43 et la résistance R85 limitent la tension sur le TL431 à 15V. Si la tension de sortie V_H dépasse le seuil autorisé, le TL431 agira comme un court-circuit et activera l'opto-coupleur U3. Cela amène le signal *OVERVOLTAGE à l'état bas, ce qui provoque l'arrêt des commutations par le circuit de commande.

4.2.5 Réalisation du circuit de détection de sur-intensité du courant

(Consulter les schémas en annexe - section *Input*). Il a été choisi de limiter le courant instantané à environ 30A. Cela donne une bonne marge par rapport au courant crête nominal (16,4A avec $V_s=208V_{rms}$ et $P_o=1000W$). Il est nécessaire de limiter le courant au-delà de cette valeur afin de permettre une réaction rapide aux variations de la demande. La résistance de lecture du courant (R46) étant d'une valeur de $20m\Omega$, la tension sur celle-ci sera de 0,6V à 30A. Cette tension correspond justement à la valeur nécessaire pour l'activation d'un transistor bipolaire. Le transistor Q8 joue un rôle d'interrupteur permettant la conversion vers le signal logique *OVERCURRENT. La résistance R47 et le condensateur C24 forment un filtre passe-bas (339 KHz) destiné à éliminer une partie du bruit dû à la commutation. Le condensateur se charge à une valeur correspondant au courant moyen (multiplié par 0,02 ohm). La diode CR34 protège le

transistor d'éventuelles sur-tensions. Cela permet à cette partie du circuit de supporter un courant instantané de 60A sans que le courant de base ne dépasse 5mA.

Côté collecteur, les composants R48, R33 et C43 forment un filtre qui façonne le signal de sorte que, vu de l'entrée CMOS sur laquelle il est branché, le signal *OVERCURRENT mettra $2\mu s$ à atteindre le niveau bas et y restera pendant au moins $100\mu s$. Le délai de $2\mu s$ permet une protection supplémentaire contre les arrêts intempestifs dûs au bruit de commutation, et il ne nuit pas à la sécurité du système. En effet, à 30A le circuit commence à faire passer le signal *OVERCURRENT du niveau haut au niveau bas. Même à la tension maximale (750V crête), l'inductance choisie, qui a une valeur en charge d'au moins 1mH, donne un taux de montée du courant de 750 KA par seconde. Le temps mis pour passer de 30A à 60A (un niveau encore sécuritaire pour le circuit) est de $40\mu s$, un temps largement supérieur au délai introduit par le circuit de protection et le temps de propagation à travers le circuit de commande et le gate drive.

4.3 Schéma-bloc complet

La figure suivante illustre le schéma-bloc du convertisseur complet. L'étage de puissance PFC est détaillée au chapitre 2, le post-régulateur Ti-Buck au chapitre 5, et le circuit de commande au chapitre 3.

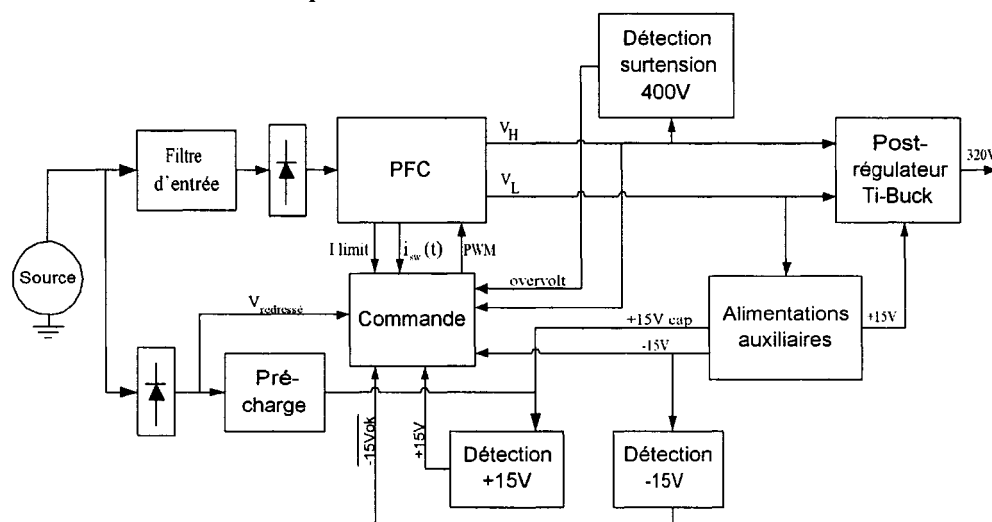


Figure 28 Schéma-bloc du convertisseur complet

4.4 Séquence de démarrage

Pour alimenter le convertisseur en vue du démarrage, un circuit de précharge force un courant dans le condensateur de la sortie +15V de l'alimentation auxiliaire (+15V *cap*). Quand la tension atteint 15V, le détecteur de tension positive donne le signal que la tension est suffisamment haute pour le démarrage. Ce signal provoque la fermeture d'un transistor servant à découpler l'alimentation du circuit de commande (voir le schéma-bloc du circuit de commande au chapitre 3). Une fois la section de commande alimentée la commutation s'amorce. Tant que la tension des condensateurs de sortie du PFC est basse, le courant dans les secondaires ne décroît presque pas durant T_{off} . Par conséquent, au cycle suivant pratiquement tout le courant est encore présent dans le transformateur du PFC et la prochaine période T_{on} le fera croître davantage.

Après quelques cycles de commutation le courant atteint l'intensité nécessaire pour activer la limitation de courant (30A). Tant que la tension V_L n'atteint pas un certain seuil l'alimentation auxiliaire ne peut démarrer et la tension négative -15V alimentant certains composants du circuit de commande n'est pas générée. Par conséquent, la mesure du courant, la référence issue du multiplicateur et l'intégrale du courant n'est pas valide durant le démarrage. Dans ce cas, la commande limite le rapport cyclique à environ 25%, à moins que la limitation de courant ne la réduise davantage.

Le fait de limiter le rapport cyclique permet de diminuer l'occurrence de la limitation de courant et réduit le stress à la mise sous tension du convertisseur. Éventuellement, la tension sur le condensateur +15V diminuera car le circuit de précharge fournit moins de courant que nécessaire pour alimenter le circuit. Lorsque cette tension atteint 10V, l'alimentation du circuit de commande est coupée et la commutation cesse. Cela empêche qu'une tension insuffisante ne soit appliquée sur les grilles des transistors. L'alimentation du circuit de commande étant coupée, le courant fourni par le circuit de précharge augmente la tension jusqu'à 15V et le cycle recommence.

Lorsque la tension sur V_L atteint un niveau suffisant, l'alimentation auxiliaire peut démarrer les tensions +15/-15V référencées à la source et +15V référencé à la charge (alimentation du post-régulateur) sont générées. Le circuit de précharge est désactivé car l'alimentation auxiliaire fournit une tension légèrement supérieure à celle pouvant être fournie par celui-ci. Quand l'alimentation négative -15V atteint son niveau nominal les amplificateurs du circuit de commande sont correctement alimentés et la mesure du courant, la référence issue du multiplicateur et l'intégrale du courant sont valides. À ce point, le convertisseur est démarré et le circuit de commande ajuste le rapport cyclique de façon à maintenir la tension moyenne constante sur les sorties du PFC. La figure 29 montre les conditions d'opération durant les différentes phases du démarrage.

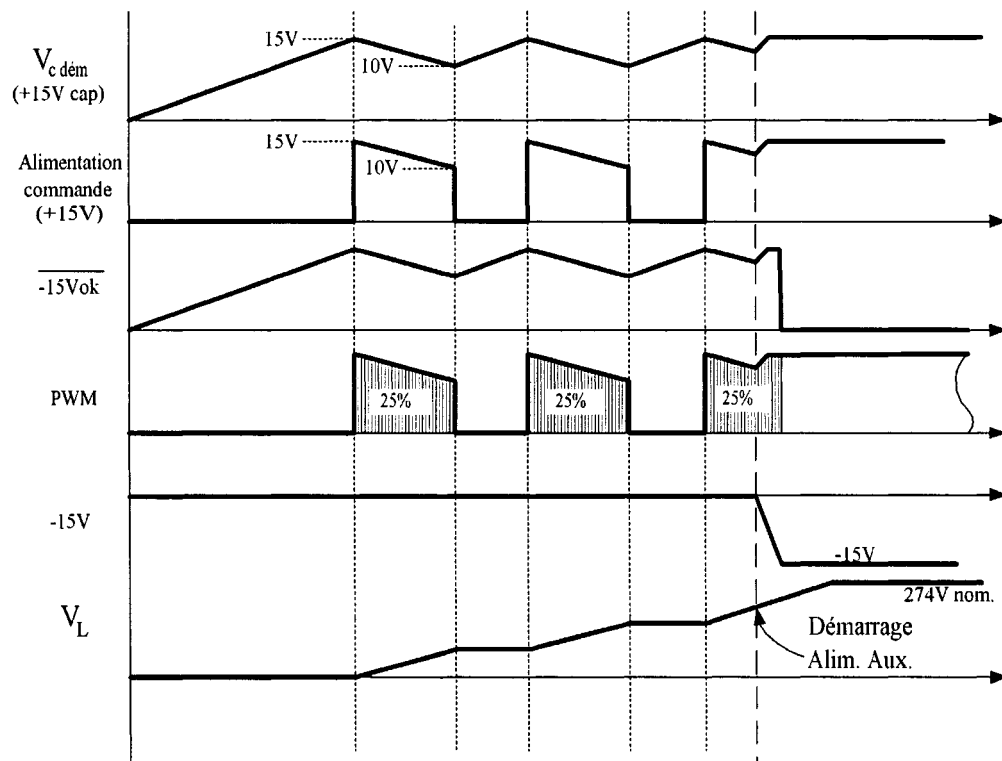


Figure 29 Séquence de démarrage

4.5 Conclusion

Les circuits de protection étant d'importance capitale pour l'intégrité du système, une attention particulière a été portée à leur conception. Poursuivant la philosophie qui sous-tend la conception du convertisseur, les circuits ont été conçus en tentant de minimiser la complexité et le coût tout en préservant la fonctionnalité. La conception du module principal étant terminée, le texte se poursuit en présentant les détails de conception du module de post-régulation qui est responsable d'assurer la qualité de la tension de sortie tout en minimisant l'impact sur l'efficacité totale du système.

CHAPITRE 5

CONCEPTION DU POST-RÉGULATEUR TI-BUCK

5.1 Mise en situation

Il a été vu au premier chapitre qu'il n'est pas possible d'obtenir une tension de sortie constante sans nuire au facteur de puissance, et que de gros condensateurs de sortie au module principal permettraient de réduire l'amplitude de l'harmonique à 120Hz superposée à la tension continue de sortie. Cependant le comportement dynamique serait plus lent avec de gros condensateurs, sans parler de l'encombrement accru. Pour ces raisons, il a été choisi d'opter pour une solution à deux étages (un module PFC principal suivi d'un post-régulateur CC-CC). Afin de réduire la redondance dans le traitement de la puissance, le post-régulateur devrait idéalement ne traiter que la puissance nécessaire à la régulation de la tension de sortie. Le convertisseur Buck à deux entrées (Ti-Buck) [5] [6] dont la configuration est montrée à la figure suivante, permet d'obtenir une très grande efficacité en ne traitant qu'une partie de la puissance de sortie.

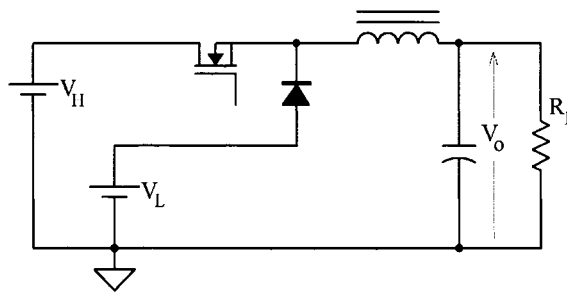


Figure 30 Convertisseur Ti-Buck

Le post-régulateur s'alimente avec les deux tensions de sortie du PFC et fournit la tension de sortie finale V_o . Les niveaux des tensions sont tels qu'ils doivent respecter la relation $V_H > V_o > V_L$ en tout temps.

5.2 Efficacité théorique

Pour démontrer comment l'efficacité du Ti-Buck est supérieure au Buck standard, le circuit de la figure 30 est redessiné de façon à mettre en évidence la tension V_L . La tension de sortie est toujours la même, mais est composée de deux parties, La résistance représentant la charge est aussi divisée en deux parties A et B, l'une alimentée par une tension équivalente à V_L et l'autre par une tension équivalente à $V_o - V_L$, pour un total inchangé de V_o .

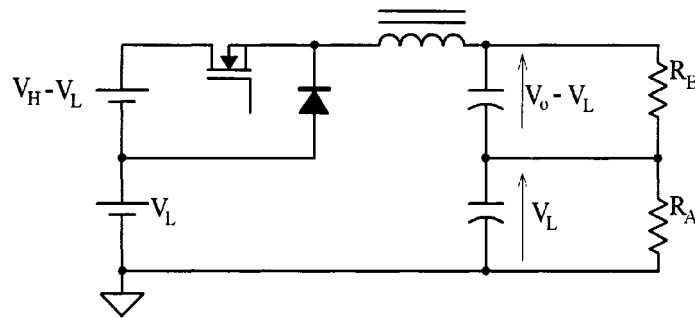


Figure 31 Mise en évidence de V_L

Étant donné que la partie A de la charge est au même potentiel que V_L elle peut être reliée directement à l'entrée V_L . Le reste forme un Buck standard dont la tension d'entrée est $V_H - V_L$ et la sortie $V_o - V_L$.

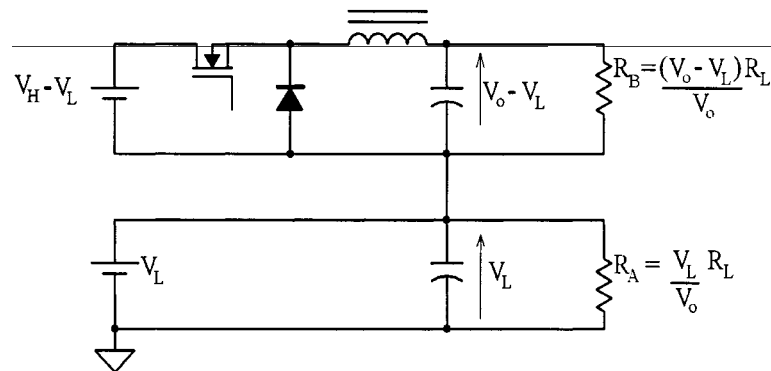


Figure 32 Séparation du Buck standard et du couplage direct

La valeur des résistances de charge R_A et R_B est calculée ainsi :

La charge étant séparée en deux parties sans changer son influence sur le convertisseur, la valeur totale des deux résistances et leur puissance totale doivent égaier celle de R_L .

$$R_A + R_B = R_L \quad P_{R_A} + P_{R_B} = P_{R_L}$$

On a également que $P_{R_A} = \frac{V_L^2}{R_A}$, $P_{R_B} = \frac{(V_o - V_L)^2}{R_B}$ et $P_{R_L} = \frac{V_o^2}{R_L}$.

En isolant on obtient les valeurs suivantes :

$$R_A = \frac{V_L}{V_o} \cdot R_L \quad R_B = \frac{(V_o - V_L)}{V_o} \cdot R_L \quad (5.1)$$

La puissance fournie à la partie A de la charge ne subit aucun traitement. Elle est donc transférée à la charge avec une efficacité de 100%. La puissance fournie à la partie B transite par un Buck standard dont l'efficacité est relativement grande car les tensions appliquées sur les semi-conducteurs sont basses. Les puissances fournies aux parties A (en direct) et B (via la partie Buck) de la charge sont :

$$P_{R_A} = \frac{V_o \cdot V_L}{R_L} \quad P_{R_B} = \frac{V_o}{R_L} \cdot (V_o - V_L) \quad (5.2)$$

L'efficacité totale du Ti-Buck (η_{TB}) en fonction de l'efficacité de la partie Buck (η_B) peut être calculée ainsi :

$$\eta_{TB} = \frac{P_{sortie}}{P_{entrée}} = \frac{P_{R_A} + P_{R_B}}{\frac{P_{R_A}}{\eta_B} + \frac{P_{R_B}}{\eta_B}} = \frac{\eta_B \cdot V_o}{\eta_B \cdot V_L - V_L + V_o} = \frac{\eta_B}{1 + \frac{V_L}{V_o} \cdot (\eta_B - 1)} \quad (5.3)$$

Plus V_L est proche de V_o , moins l'efficacité totale est dépendante de l'efficacité de la partie Buck, comme le montre le tracé de l'équation (5.3) à la figure suivante.

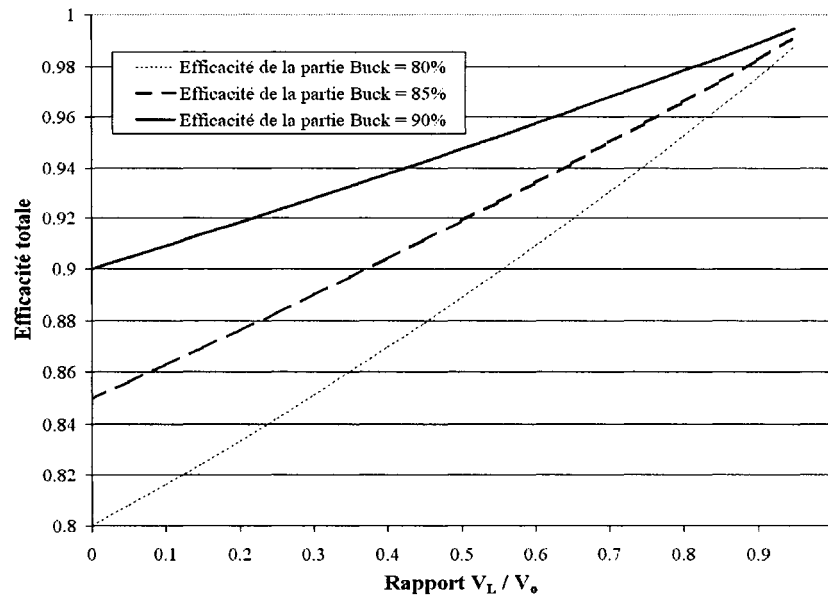


Figure 33 Efficacité totale du post-régulateur

5.3 Avantages du Ti-Buck sur le Buck standard

Le transistor et la diode voient les mêmes courants, peu importe le rapport V_L / V_o . Cependant, plus la tension V_L est près de V_o , moins les tensions présentes sur ces semi-conducteurs sont élevées. Cela permet l'utilisation de composants dont les pertes sont moindres. Aussi, les tensions sur l'inductance sont plus basses. Pour un certain taux de croissance du courant l'inductance est de plus faible valeur, et par le fait même moins encombrante et fort probablement moins résistive.

Le prix à payer est la présence d'une deuxième tension d'entrée pour le post-régulateur. Cependant, comme le module PFC est basé sur une topologie flyback, la deuxième tension est très facile à obtenir et ne demande qu'une diode et un condensateur supplémentaire.

5.4 Choix des tensions d'entrée

Le choix des tensions V_H et V_L apparaît ici, car leur valeur est dictée par les besoins du post-régulateur et non par ceux du module principal générant ces tensions. La section 5.2

précise que l'efficacité est d'autant plus grande que la tension V_L est proche de V_o . Cependant, elle doit toujours être inférieure à la tension de sortie. Quant à la tension V_H , elle doit toujours être supérieure à V_o mais une valeur trop élevée réduirait inutilement le rapport cyclique et provoquerait un plus grand stress en tension sur les composants du post-régulateur et du module principal.

En prenant V_H et V_L se façon à ce que la tension de sortie soit en leur milieu le Ti-Buck fonctionnera avec un rapport cyclique nominal de 50%, et bien qu'il soit souhaitable de rapprocher V_L de V_o , en prenant $V_L = 0,75 V_H$ on évite de devoir utiliser ou bien de gros condensateurs de sortie au PFC ou bien une commande très performante et complexe afin d'éviter qu'une ou l'autre de ces tension ne coupe V_o .

Cela donnerait $V_H=366$ volts et $V_L=274$ volts. Pour cette condition, la partie buck traitera 14% de la puissance nominale totale tandis que les 86% restants seront transmis sans traitement avec une efficacité de 100% (voir équation (5.2)). La tension maximale sur le transistor et la diode est $366 - 274 = 92$ volts. Il est raisonnable d'estimer que la partie Buck ($P=140$ W, $V_{in}=92$ V, $V_o=46$ V) ait une efficacité d'au moins 85%. En pareil cas, l'efficacité totale du post-régulateur serait de 98% (voir figure 33).

L'impact sur l'efficacité totale du système (PFC et post-régulateur en cascade) sera donc de moins de 2%.

5.5 Valeur de l'inductance

Le mode continu est préférable car les courants crêtes y sont plus faibles, et la fréquence de commutation choisie est de 200 KHz. Si le mode continu est voulu jusqu'à un minimum de 10% de la charge nominale, la valeur de l'inductance peut être calculée comme suit (le courant et la tension de l'inductance dans le cas mentionné ci-haut):

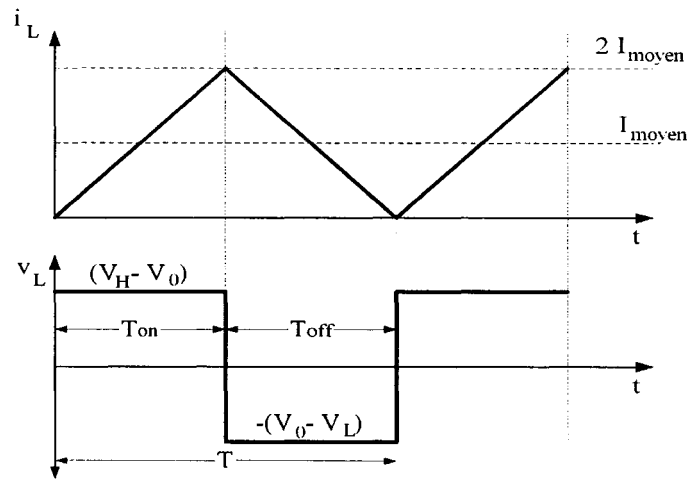


Figure 34 Courant et tension de l'inductance du Ti-Buck

$$\text{courant moyen} = \frac{0,1 \cdot 1000 W}{320 V} = 0,313 \text{ A} \quad \frac{di_L}{dt}(\text{max}) = \frac{2 \cdot 0,313}{\frac{1/200 \text{ KHz}}{2}} = 250 \text{ KA/s}$$

$$L_{\min} = \frac{366 - 320}{250 \times 10^3} = 184 \mu H$$

Une inductance de $180 \mu H$ pouvant supporter un courant de $4A$ sera choisie (le courant moyen maximal est de $3,13A$, et le courant crête est de $3,13 + 0,313 = 3,44A$).

5.6 Valeur des condensateur de sortie du PFC

La valeur des condensateurs de sortie du PFC est calculée ici car elle doit être telle que les tensions V_H et V_L ne croisent jamais V_o afin de satisfaire le post-régulateur. Le module principal n'est pas affecté par la valeur de ses condensateurs de sortie. En effet, durant T_{off} le courant circule dans les condensateurs de sortie et leur tension augmente à cause de leur résistance effective et de l'augmentation de leur charge Q . Comme le post-régulateur prend en charge la régulation de la tension finale de sortie, la présence d'harmoniques sur les tensions V_H et V_L n'affecte pas la qualité de la tension de sortie V_o fournie par le Ti-Buck. Il est vrai qu'une très petite capacité nuirait au fonctionnement du PFC si ses tensions de sortie variaient au point d'armer le circuit de protection

de sur-tension à chaque cycle de commutation. Mais les requis imposés plus bas dans cette section assurent une capacité largement suffisante pour ne pas troubler le fonctionnement du PFC.

Lors de l'application subite d'une charge (au pire cas, un échelon 0-1000W), le post-régulateur doit disposer de suffisamment d'énergie pour fournir le courant demandé (ici, 3,13A). La tension V_H doit rester au-dessus de V_o jusqu'à ce que le PFC réagisse à la demande en fournissant plus de courant. Si l'échelon de charge est appliqué un peu avant le passage à zéro de la tension de ligne le PFC ne pourra pas réagir à la diminution de sa tension de sortie avant quelques millisecondes. Une fenêtre équivalente à 1/2 cycle de ligne (environ 8,3 ms) est allouée pour la réaction du PFC. Il est fort probable que le temps de réaction sera inférieur mais en allouant 8ms on tient compte des pires conditions. Un petit programme Matlab a été utilisé pour simuler chaque cycle de commutation à 200 KHZ pendant 1/2 cycle de ligne. Des valeurs normalisées pour les deux condensateurs ont été posées de façon à respecter les deux conditions suivantes :

- a. La tension V_H ne doit pas descendre sous 320V
- b. Le rapport cyclique du post-régulateur ne doit pas dépasser sa limite matérielle de 95%, sans quoi la régulation n'est plus assurée.

La figure suivante montre les tensions V_H et V_L résultant d'un échelon de charge de 0 à 1000W *sans qu'aucun courant ne soit fourni par le PFC*, ainsi que le rapport cyclique pour les valeurs retenues de 470 μ F pour C_H et 220 μ F pour C_L .

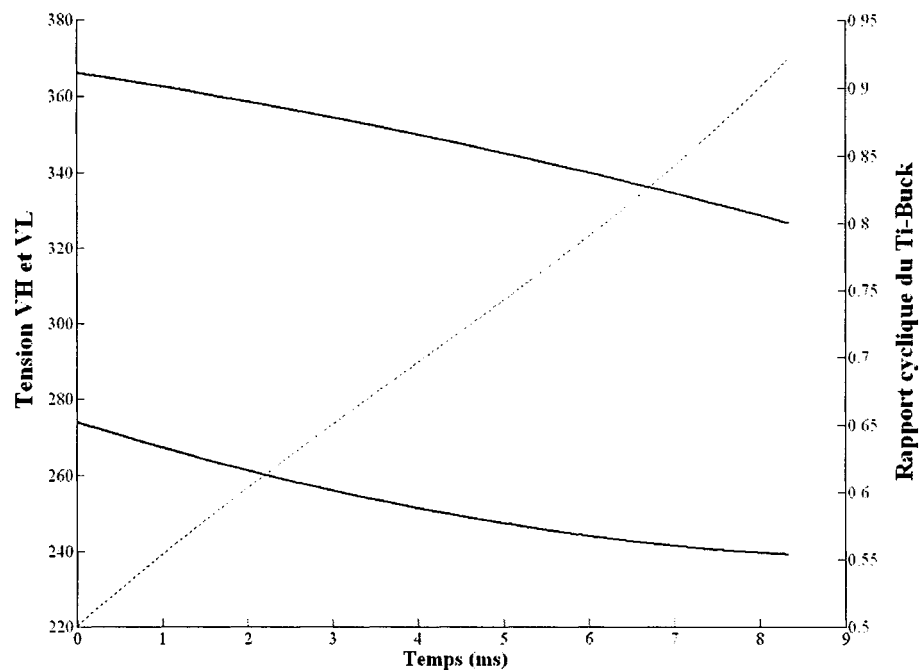


Figure 35 Tension des condensateurs de sortie du PFC

5.7 Commande

La stratégie de commande choisie ajuste le courant moyen de l'inductance (*average current mode*). Le mode de commande en courant habituellement rencontré mesure en fait le courant dans l'interrupteur et ajuste le courant crête (*Peak control*). Cela entraîne certaines difficultés, notamment une faible immunité au bruit et le besoin d'une compensation de la pente [13].

Avec le mode de commande *Peak control*, le comparateur ouvre l'interrupteur lorsque le courant instantané atteint la référence. Cette méthode est sensible au bruit, surtout si le courant est mesuré par une résistance placée entre la source et la masse. Dans ce cas le courant de grille circule en bonne partie dans cette résistance et peut produire une impulsion suffisante pour provoquer l'ouverture immédiate de l'interrupteur.

Aussi, la méthode *Peak control* est instable quand le rapport cyclique dépasse 50%, ce qui induit des oscillations sous-harmoniques. Il faut compenser le référence en injectant

une partie de la rampe de l'oscillateur pour éliminer cette instabilité. Cela augmente la complexité du circuit.

Le circuit intégré UC3886 contient tous les éléments nécessaires à la mise en oeuvre de la commande par courant moyen. Le lecteur est invité à consulter les plans en annexe afin d'apprécier la simplicité du circuit du post-régulateur.

5.8 Conclusion

Le convertisseur Ti-Buck présente l'avantage de procurer une grande efficacité, pour autant que le fait de devoir lui procurer deux tensions d'entrée soit possible. Avec la topologie choisie pour le module principal cette option était presque gratuite. La conception du convertisseur étant terminée, la conception du filtre d'entrée fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 6

CONCEPTION DU FILTRE D'ENTRÉE

6.1 Introduction

Les harmoniques créés par le découpage du courant de ligne doivent être filtrées. Le contenu harmonique du courant ainsi haché forme un spectre qui s'étend de la fréquence de ligne jusqu'à l'infini. En pratique, l'amplitude des harmoniques devient négligeable au-dessus de quelques mégahertz. Le spectre du courant de ligne non-filtré obtenu par simulation est illustré à la figure suivante. La principale harmonique à filtrer est à la fréquence de commutation. Son amplitude est de 3,7 A crête, environ la moitié de la fondamentale à 60 Hz (8,4 A crête). Il faudra un filtre qui puisse enlever cette harmonique efficacement tout en ayant une bonne atténuation aux autres fréquences. Les particularités du filtre d'entrée d'un circuit de correction de facteur de puissance sont énoncées au point suivant.

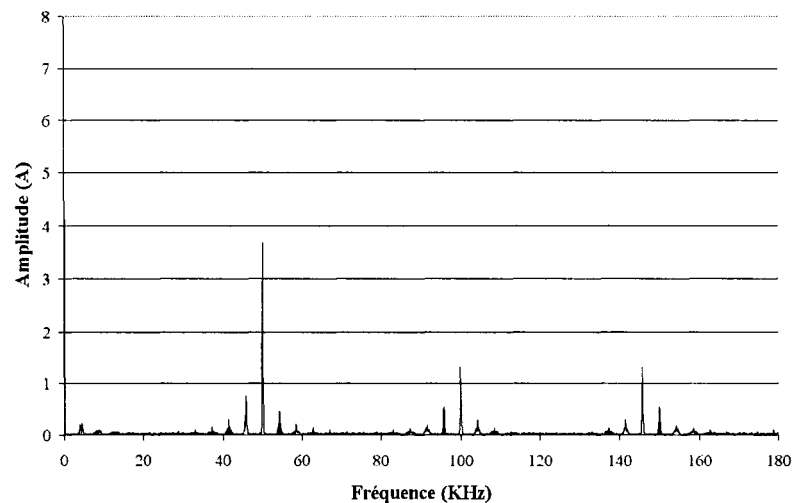


Figure 36 Courant de ligne non-filtré ($V_s=265V$, $P_o=1000W$)

6.2 Particularités du filtre d'entrée en correction du FP

6.2.1 Déphasage causé par la capacité du filtre

Pour un convertisseur CC-CC, le filtre se doit d'atténuer les harmoniques selon les normes à rencontrer. Un filtre passe-bas d'ordre suffisant ayant une fréquence de coupure entre la fréquence de ligne et la fréquence de commutation fera l'affaire.

Cependant, en correction du facteur de puissance le déphasage introduit par les capacités du filtre est d'importance capitale. Tel que vu à la section 1.4, le facteur de puissance est beaucoup plus influencé par le déphasage que par le taux de distorsion harmonique. Il faudra donc un filtre ayant un ordre élevé et possédant le minimum de capacité afin de limiter le déphasage (qui d'ailleurs sera plus marqué aux hautes tensions d'entrée et aux faibles charges). Le filtre d'entrée, dont l'ordre est de deux au minimum car on évite les résistances à cause de la dissipation, peut être simplifié comme suit :

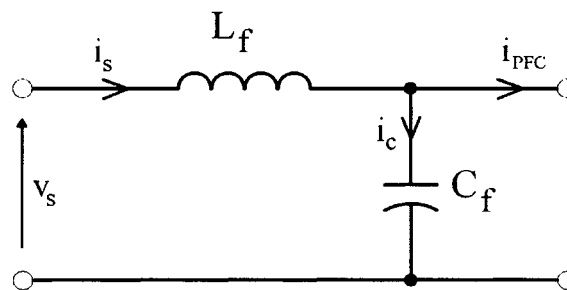


Figure 37 Concept du filtre d'entrée

La tension de source à gauche et la tension d'entrée du PFC à droite est la même, car l'impédance de l'inductance est faible à la fréquence de ligne. Le courant de la source i_s est séparé en deux parties : le courant capacitif i_c et le courant d'entrée du PFC. Le courant d'entrée du PFC est nécessairement en phase avec la tension car c'est précisément le travail du circuit de commande d'effectuer cette tâche.

Le diagramme vectoriel de ces courants et tensions est, en prenant la tension comme référence :

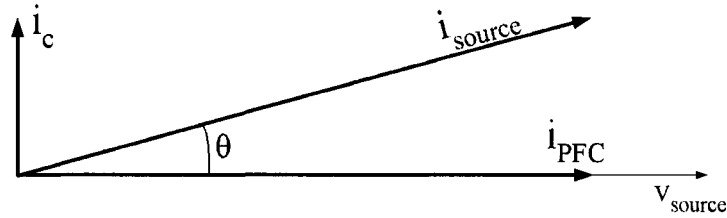


Figure 38 Phaseurs du filtre d'entrée

Le courant d'entrée instantané du PFC au sommet de la sinusoïde de la tension de source est $\frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_s}$ et le courant capacitif est $i_c = \frac{V_c}{Z} = \frac{V_c}{1/(\omega \cdot C)} = \omega \cdot C \cdot V_s$

On peut donc trouver le déphasage :

$$\theta = \text{atan} \left[\frac{\omega \cdot C \cdot V_s}{\left(\frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_s} \right)} \right] = \text{atan} \left(\frac{\omega \cdot C \cdot V_s^2 \cdot \eta}{2 \cdot P_o} \right) \quad (6.1)$$

Puis, la capacité permettant d'obtenir un déphasage donné :

$$C_f = \frac{2 \cdot P_o \cdot \tan \theta}{\eta \cdot V_s^2 \cdot \omega} \quad (6.2)$$

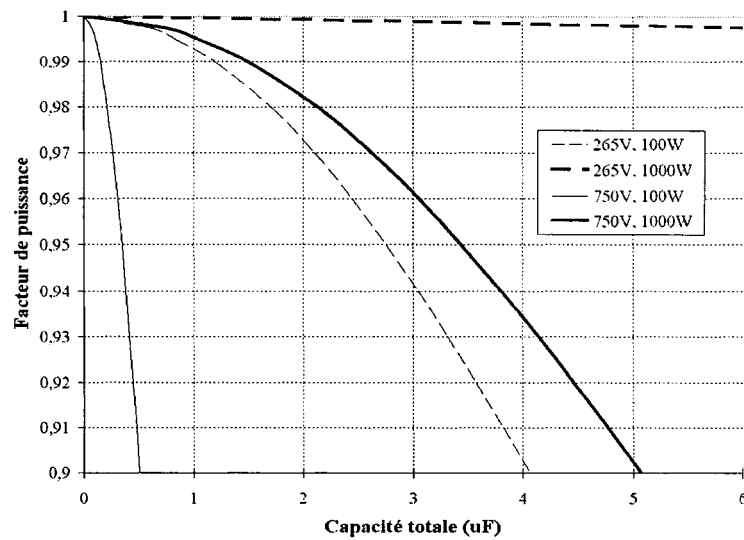


Figure 39 Relation capacité-FP

À l'aide de la figure 39, tirée des équations précédentes et de la définition du facteur de puissance, on peut déterminer le facteur de puissance obtenu en fonction de la capacité totale du filtre pour les conditions limites (en considérant la puissance minimale comme 10% de la puissance nominale).

6.2.2 Variation de tension sur le dernier condensateur

Autre considération concernant la capacité du filtre : les impulsions de courant tirées par le convertisseur ne doivent pas trop faire varier la tension sur le dernier condensateur du filtre (s'il y a plusieurs condensateurs, ce qui est nécessaire pour obtenir un ordre élevé). En effet, la tension d'entrée du convertisseur est celle présente sur le dernier condensateur en aval du filtre. Si la valeur de ce condensateur est trop petite, la tension à ses bornes oscillera autour de la tension du réseau. Il faut donc concevoir un filtre dont le dernier condensateur représente une large part de la capacité totale.

Si on accepte arbitrairement une variation de 10% de la tension (minimale), on peut trouver la capacité minimale requise ainsi (avec $V = 265V$, $I_{ligne} = 8,39A$ et $\delta = 0,564$):

$$C_{min} = \frac{I_{ligne} \cdot (1 - \delta)}{V \cdot 10\%} = 2,76\mu F \quad (6.3)$$

Aux tensions plus élevées ou à plus faible puissance, le courant sera nécessairement moindre et l'oscillation de tension de plus faible amplitude.

6.3 Type de filtre choisi

Pour une atténuation donnée à la fréquence de commutation (où apparaît l'harmonique la plus élevée), un filtre ayant une sélectivité plus haute permettra une fréquence de coupure plus élevée, donc des composants de plus faible valeur. Cela permet de diminuer la taille du filtre et potentiellement aussi ses pertes. Il existe deux façons d'augmenter la sélectivité d'un filtre. L'ordre peut être augmenté (ce qui implique un plus grand nombre d'éléments réactifs) ou bien on peut choisir un type de filtre dont la sélectivité est élevée par nature.

Pour un ordre donné, le filtre de Cauer-Chebyshev (ou filtre elliptique) est celui qui offre la plus grande sélectivité. En utilisant un ordre trois, le filtre se termine sur une capacité tel que souhaité. Il existe des tables et des abaques permettant la conception des filtres selon les paramètres voulus [11]. Il faut savoir que pour ces filtres, les impédances d'entrée et de sortie sont spécifiées. Le problème est que l'impédance de la source n'est pas connue et que l'impédance d'entrée du PFC est variable selon la charge. À la conception, l'impédance d'entrée du filtre est de 1 ohm et celle de sortie peut être soit 1 ohm ou l'infini. Cette deuxième option sera choisie car dans ce cas l'impédance à l'entrée du PFC n'influencera pas la fonction de transfert en haute fréquence. La figure suivante présente le circuit du filtre avec ses valeurs normalisées, ainsi que sa réponse en fréquence.

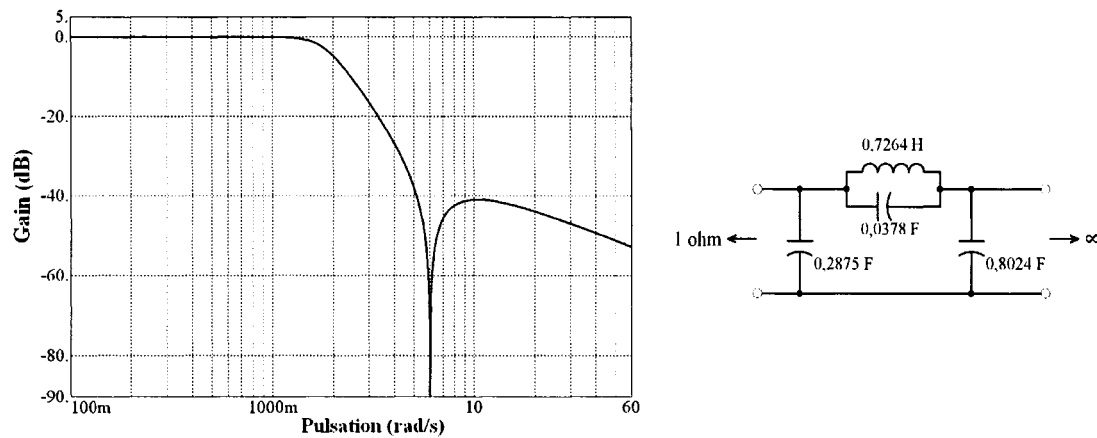


Figure 40 Réponse fréquentielle du filtre normalisé

Il est souhaitable de déplacer la fréquence de l'atténuation maximale à la fréquence de commutation. L'atténuation maximale est à une pulsation de 6,0377 rad/s et la fréquence de commutation correspond à $100\,000\pi$ rad/s. En divisant la valeur des éléments par $(100\,000\pi)/6,0377$ on obtient l'effet désiré, sans changement d'impédance:

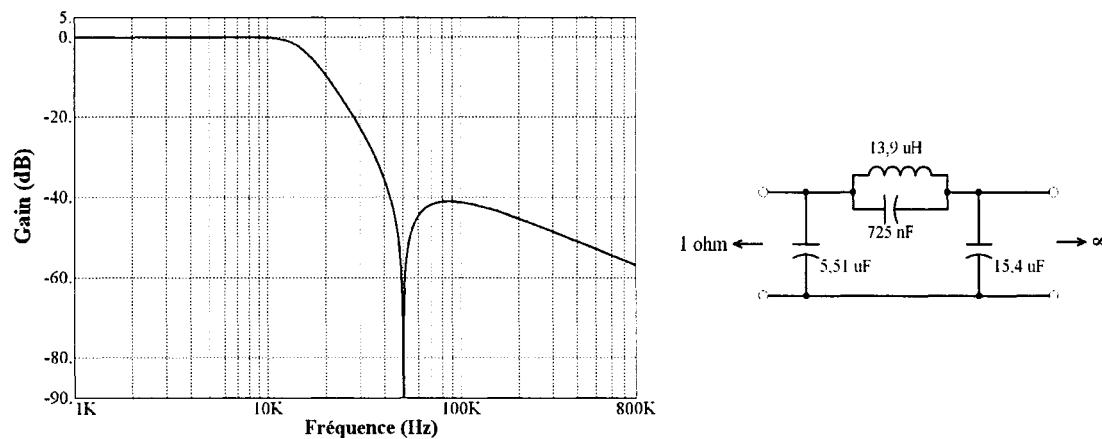


Figure 41 Réponse fréquentielle pour atténuation maximale à 50KHz

Le filtre ne peut pas être utilisé comme tel car il a été vu précédemment que la capacité totale doit être faible afin de ne pas trop dégrader le facteur de puissance tout en étant d'au moins 2uF pour assurer une tension d'entrée au PFC qui soit relativement constante. Si on désire que le dernier condensateur soit 2uF, il faut diviser tous les condensateurs par 7,7 et multiplier la valeur de l'inductance d'autant.

Cependant, cette manoeuvre, si elle ne change pas la réponse en fréquence, changera les impédances. Celle de sortie reste infinie mais l'impédance d'entrée devient 7,7 ohm. La figure suivante montre le résultat de l'opération en utilisant des valeurs normalisées pour les condensateurs (l'inductance sera faite sur mesure, alors inutile d'utiliser pour elle une valeur disponible commercialement).

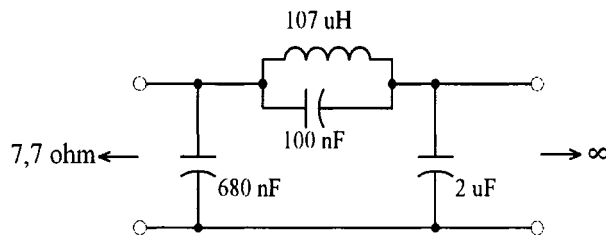


Figure 42 Filtre avec valeurs normalisées

L'impédance de la source n'est évidemment pas de 7,7 ohm. Si le filtre est branché sur une source à basse impédance, la réponse en fréquence affichera un très grand dépassement près de la fréquence de coupure. Cela aura pour effet d'amplifier les harmoniques autour de 10 KHz environ. On peut fixer l'impédance en plaçant une résistance à l'entrée du filtre mais elle dissipera beaucoup d'énergie car tout le courant de la source devra la traverser. La façon de faire la plus simple consiste à court-circuiter cette résistance à la fréquence de ligne où la grande majorité de l'énergie se situe. Puis, d'ouvrir ce court-circuit autour de la fréquence de coupure pour que l'impédance redevienne 7,7 ohm de façon à ce qu'il n'y ait pas de dépassement.

Il faut donc placer une inductance en parallèle qui ait une impédance la plus basse possible à 60Hz et la plus haute possible à environ 10KHz. Pour cette raison, une valeur la plus élevée possible est souhaitée pour cette inductance mais il faut savoir qu'elle devra passer tout le courant à la fréquence de ligne où elle agit en court-circuit. On ne peut se permettre la saturation car à ce moment les harmoniques élevées ne verront plus la haute impédance désirée.

En pratique, donc, il faut accepter un certain dépassement car il n'est pas possible d'augmenter la valeur de l'inductance sans rapidement obtenir un noyau très encombrant physiquement. Le chapitre 7 élabore ces considérations en détails. La valeur choisie est de 553 μH en charge ce qui donne la réponse en fréquence et le circuit suivant :

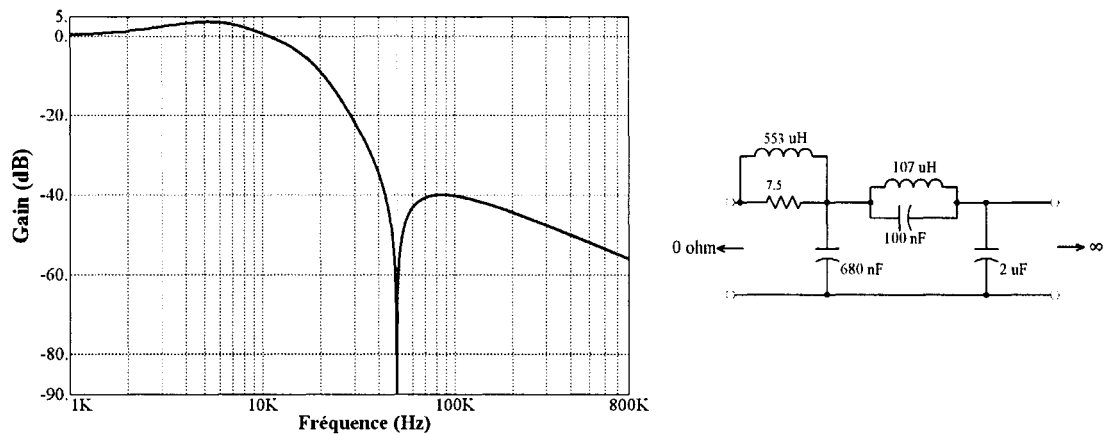


Figure 43 Réponse fréquentielle du filtre complété

6.4 Résultats escomptés

6.4.1 Contenu harmonique théorique

La représentation sur une échelle logarithmique du contenu harmonique théorique, obtenu par simulation, est montrée à la figure suivante (l'échelle est volontairement tronquée pour faciliter la comparaison avec la version filtrée, figure 45). Au-dessus de 20 KHz, aucune harmonique ne devrait dépasser 10mA crête. Il subsisterait cependant des harmoniques atteignant 300mA crête autour de 5KHz.

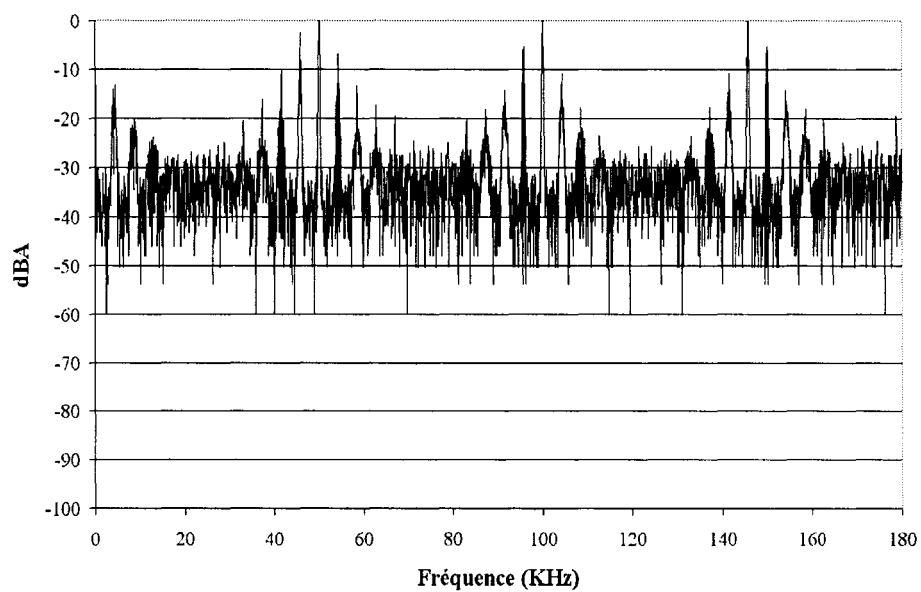


Figure 44 Contenu harmonique non-filtré (théorique)

En appliquant la réponse fréquentielle du filtre on obtient :

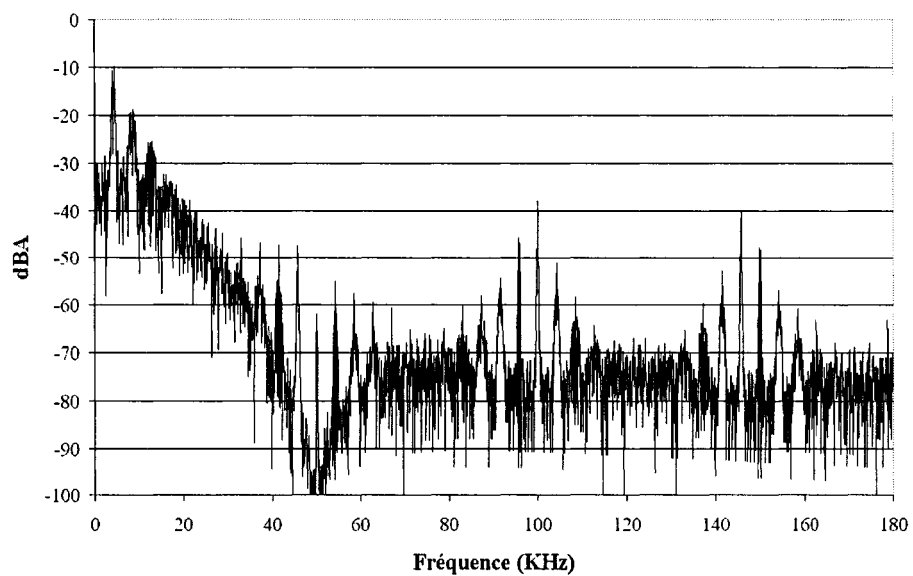


Figure 45 Contenu harmonique filtré (théorique)

6.4.2 Facteur de puissance théorique

En appliquant l'équation (6.1) avec la capacité totale du filtre obtenu plus haut, on peut trouver le déphasage espéré puis le facteur de puissance théorique pour les tensions de ligne minimales et maximales :

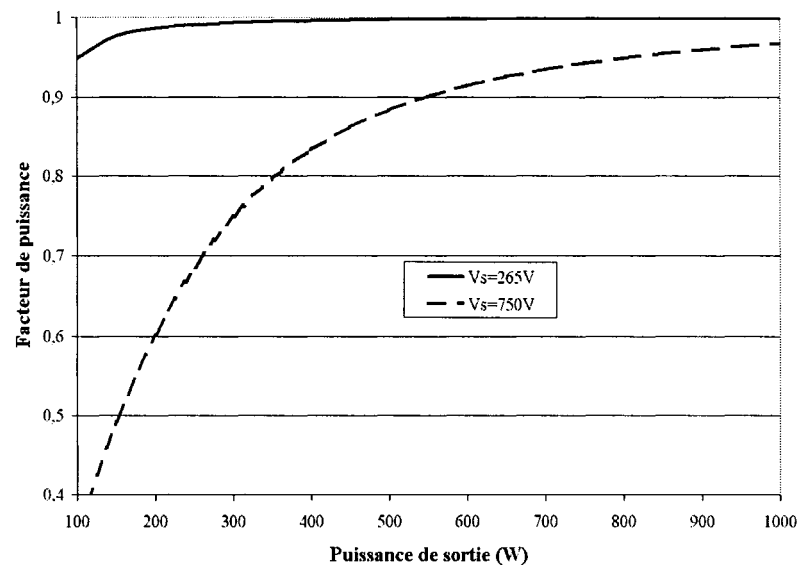


Figure 46 Facteur de puissance théorique

Le facteur de puissance est beaucoup moins élevé quand la tension est au maximum. Cependant, il est d'au moins 90% pour toute puissance de sortie plus élevée que 50% de la puissance nominale.

Pour la tension minimale, le facteur de puissance est pratiquement unitaire sur toute la plage de puissance.

6.5 Conclusion

Le choix du filtre Cauer-Chebyshev (ou filtre elliptique) permet d'obtenir une grande sélectivité tout en diminuant le nombre de composants. La conception des différentes parties du convertisseur, présentée depuis le début de ce document, spécifie la valeur de

certaines éléments magnétiques. Le chapitre suivant détaille la conception physique de ces éléments.

CHAPITRE 7

CONCEPTION DES ÉLÉMENTS MAGNÉTIQUES

7.1 Généralités

La conception et la construction d'un transformateur ou d'une inductance sont deux processus distincts. Une fois la valeur de l'élément établie, la conception consistera à déterminer le type et la dimension du noyau magnétique ainsi que le nombre de tours de fil nécessaire pour chacun des enroulements. La construction consiste, quant à elle, à établir le type de fil à utiliser ainsi que la disposition physique d'un enroulement sur le noyau en rapport aux autres enroulements. La section 7.1 traite des deux principaux effets influençant les performances d'un transformateur : l'effet de peau et l'effet de proximité.

7.1.1 Effet de peau ou effet pelliculaire

L'effet de peau est le phénomène par lequel la densité de courant s'accroît à la périphérie d'un conducteur lorsque la fréquence est suffisamment élevée. La figure suivante illustre ce mécanisme.

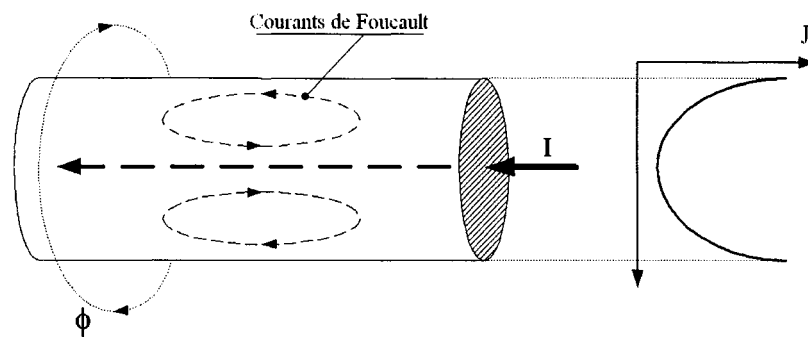


Figure 47 Mécanisme de l'effet de peau

Le courant I entre dans le conducteur et il est assumé croître en amplitude. Ce courant induit un champ magnétique dont le sens est donné par la règle de la main droite. Ce champ existe autour et dans le conducteur. Par la loi de Faraday, lorsqu'un champ magnétique passe à travers une surface, une tension est induite sur la ligne qui délimite cette surface. La loi de Lenz indique que la polarité de cette tension est telle qu'elle cause la circulation d'un courant de Foucault dont le sens est tel qu'il produit un champ magnétique qui tend à s'opposer au champ qui lui a donné naissance. Le sens de ce courant de Foucault est à l'opposé de I au centre du conducteur et dans le même sens que I à la périphérie. Par conséquent, la densité de courant J diminue au centre et augmente au bord du conducteur. Cela a pour effet d'augmenter la résistance apparente du fil.

La densité de courant dans le conducteur est une fonction qui décroît exponentiellement à mesure que l'on s'approche du centre. Elle atteint $1/e$ de sa valeur maximale à une distance appelée *profondeur de pénétration* dont la mesure est donnée par :

$$\delta_p[m] = \sqrt{\frac{\rho[\Omega \cdot m]}{\pi \mu f}} \quad (7.1)$$

Pour le cuivre, la résistivité ρ est $1,724(1 + 0,0042(t - 20)) \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m]$, et $\mu \approx \mu_0$.

La figure 48 donne la profondeur de pénétration en millième de pouce (MILS) pour trois températures. L'axe vertical est également gradué (en AWG) selon le calibre de fil ayant un diamètre égal à la profondeur de pénétration.

Afin d'évaluer la résistance d'un fil de calibre donné à une fréquence quelconque, la plupart des auteurs utilisent l'approximation suivante: il est assumé que tout le courant circule dans un anneau ayant comme largeur la profondeur de pénétration à la fréquence d'intérêt, et que le reste du fil, au centre, ne transporte aucun courant. Cette supposition donne de bons résultats si le diamètre du fil est grand comparé à la profondeur de pénétration. La courbe pointillée de la figure 49 illustre l'accroissement de la résistance en fonction du rapport diamètre/profondeur de pénétration selon cette approximation.

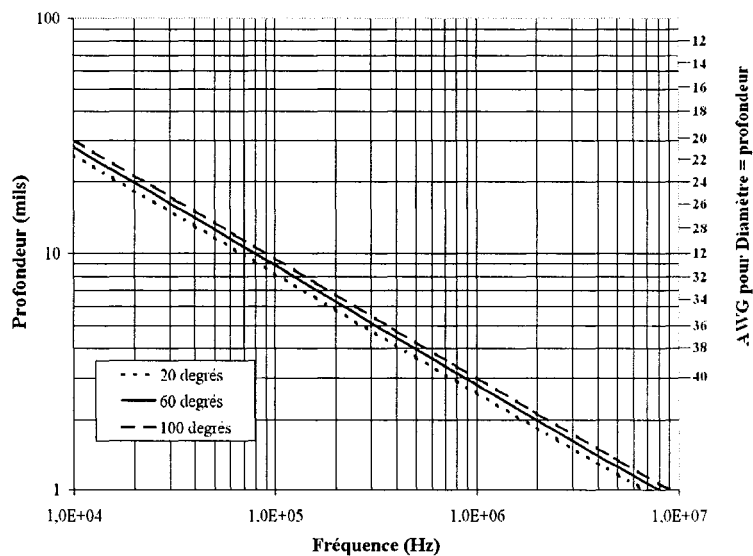


Figure 48 Profondeur de pénétration dans le cuivre

Tant que le diamètre est inférieur à deux fois la profondeur de pénétration, l'anneau de conduction occupe toute l'aire du fil et aucun accroissement de la résistance n'est observé.

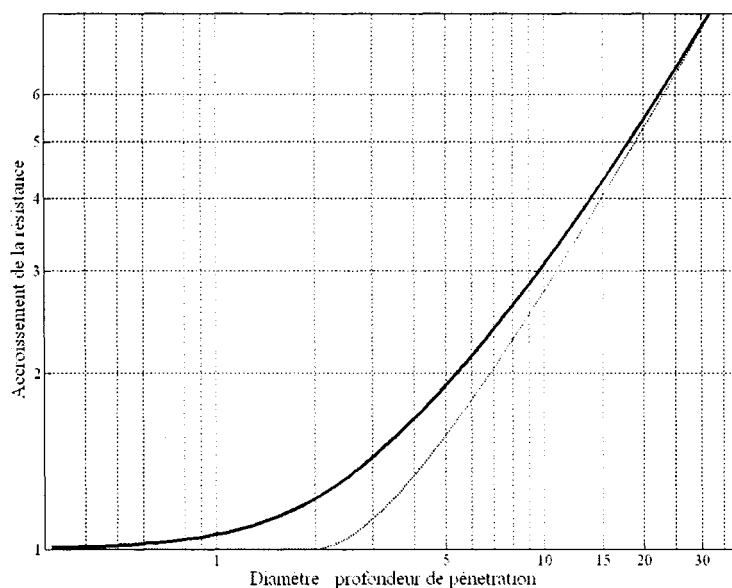


Figure 49 Accroissement de la résistance selon le diamètre

Cependant, si la profondeur est égale au rayon il y aura nécessairement une certaine augmentation de la résistance car dans ce cas, la densité de courant au centre doit être inférieure à celle observée à la périphérie du fil. Sachant que la densité de courant diminue exponentiellement, il est possible d'obtenir une meilleure approximation de l'accroissement de la résistance en divisant la section du fil en un grand nombre d'anneaux (au lieu de 2 seulement), chacun portant une densité de courant qui décroît exponentiellement à mesure que l'on s'approche du centre du fil. Le programme Matlab effectuant ce calcul est fourni en annexe et le résultat est donné par la courbe pleine de la figure 49. Ainsi, même si le diamètre est égal à la profondeur de pénétration, on observe tout de même une légère augmentation de la résistance apparente (1,06).

Il est évident qu'un fil plus gros sera toujours moins résistif qu'un fil plus petit et ce, peu importe la fréquence. Cependant, comme l'espace destiné à recevoir les enroulements (la fenêtre) est limité, il n'est malheureusement pas toujours possible d'utiliser un fil de grand diamètre. La figure 50 montre que, passé une certaine fréquence, une grappe de petits fils ayant une surface totale inférieure à celle d'un seul fil plus gros possède une résistivité plus faible.

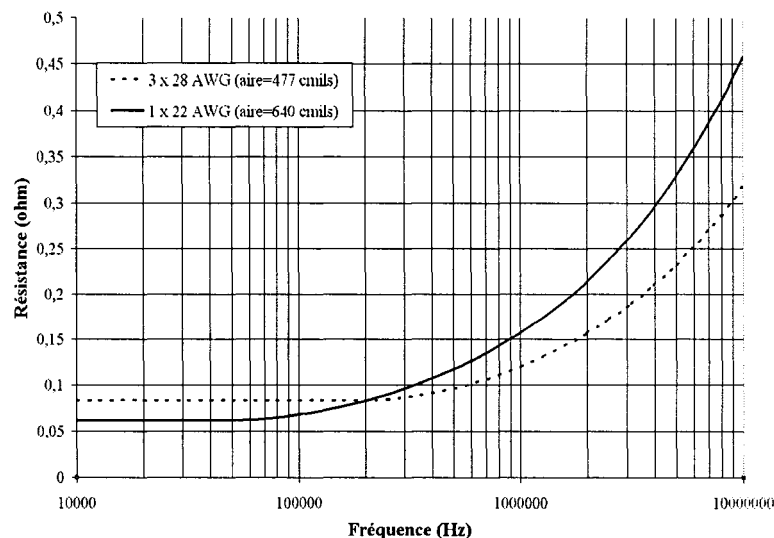


Figure 50 Comparaison entre plusieurs petits fils et un seul gros fil

En effet, pour les fréquences supérieures à 200 KHz, le fil 22 AWG ayant une aire de 640 *Circular MILS* (CMILS) a une plus grande résistivité qu'un groupe de trois fils 28 AWG dont l'aire totale est de seulement 477 CMILS. La résistance à basse fréquence est plus élevée cependant. Si le courant dans l'enroulement comporte une composante continue importante, il est possible qu'il n'y ait pas de gain à utiliser un groupe de petits fils.

7.1.2 Effet de proximité

L'effet de proximité est plutôt méconnu et pourtant il peut avoir sur la résistance apparente une influence plus grande que celle de l'effet de peau. La figure 51 montre un conducteur traversé par un champ magnétique uniforme et variant dans le temps. Par un mécanisme similaire à l'effet de peau, un courant de Foucault circule dans le sens indiqué afin de s'opposer au champ qui lui a donné naissance.

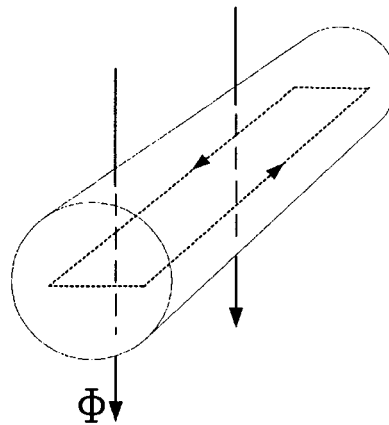


Figure 51 Conducteur traversé par un champ magnétique

Cette constatation est importante car elle signifie que les enroulements ouverts d'un transformateur subiront des pertes joules même s'ils ne circulent aucun courant net. Une circulation locale est causée par le champ magnétique des enroulements avoisinants. Cependant, si les fils sont choisis suffisamment petits en diamètre, les pertes peuvent être diminuées d'autant.

La figure 52 illustre deux conducteurs avoisinants dans lesquels circule un courant de même sens. Le conducteur 1 produit un champ magnétique circulaire qui coupe le conducteur 2. Un courant de Foucault est alors induit dans ce conducteur dans le sens indiqué par les flèches du parcours fermé. Le courant induit est dans le même sens que I_2 à gauche du conducteur et dans le contraire à droite, ce qui provoque une augmentation de la densité de courant vers la droite. Le champ magnétique produit par le conducteur 2 n'est pas influencé par la distribution non-uniforme du courant car il dépend du courant net (total) circulant dans le fil. Alors, par le même mécanisme, la densité de courant dans le conducteur 1 est plus grande vers la gauche. Pour une paire de conducteurs transportant des courants de même sens, la densité de courant diminue vers l'intérieur et augmente vers l'extérieur. Si l'un des deux courant est inversé, la densité sera plus grande vers l'intérieur de la paire de fils.

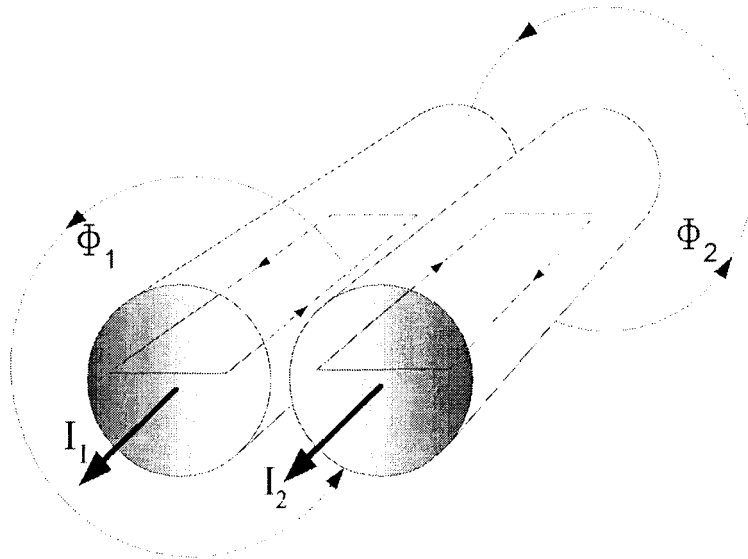


Figure 52 Deux conducteurs près l'un de l'autre

Tout comme l'effet de peau, l'effet de proximité augmente la résistance apparente d'un conducteur en restreignant l'aire disponible à la conduction. Dans un transformateur ou une inductance, cet effet est amplifié par le nombre de couches.

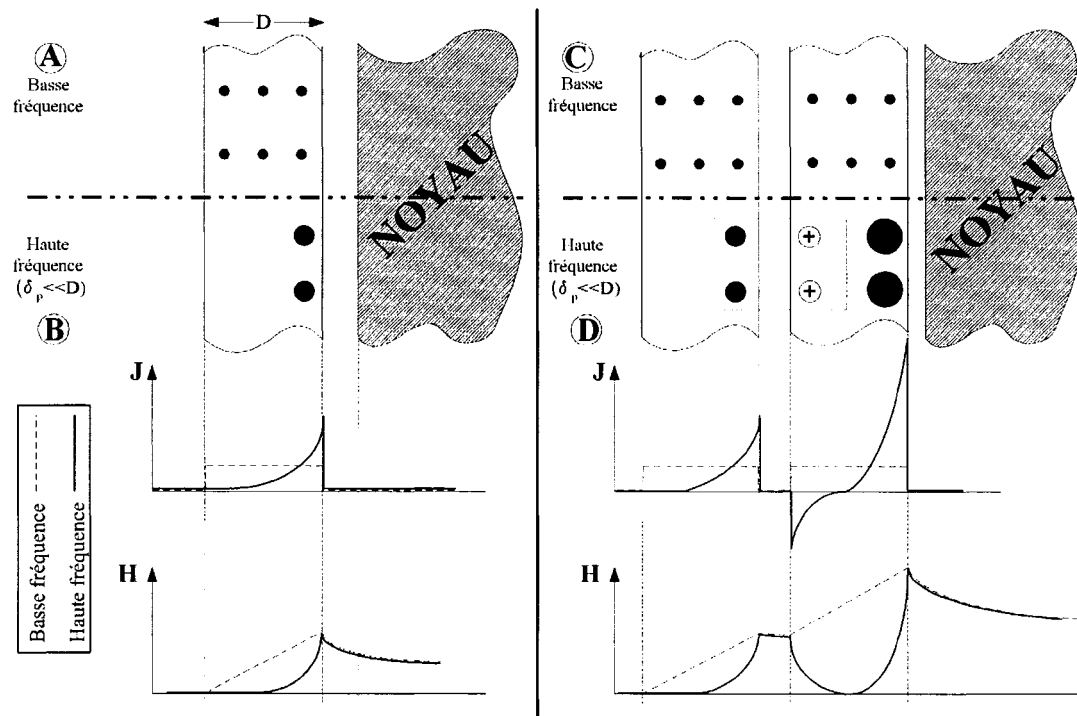


Figure 53 Illustration de l'effet de proximité

La figure 53 illustre l'effet de proximité et considère l'interface entre le ou les enroulements et le noyau. Pour simplifier, seule une moitié de l'enroulement est étudiée; par symétrie, on trouve les mêmes conditions de l'autre côté du noyau, mais dans l'ordre inverse. Aussi, l'enroulement formé de plusieurs fils côte-à-côte est ramené à un conducteur rectangulaire ayant une épaisseur D , mis pour diamètre équivalent (voir section 7.1.3). La partie gauche de la figure traite le cas d'un enroulement formé d'une seule couche, tandis que la partie droite illustre le cas d'un enroulement disposé sur deux couches.

L'effet de proximité se conceptualise mieux en ayant en mémoire le théorème d'Ampère, qui permet d'évaluer le champ magnétique créé par des distributions de courant. Ce théorème se formule comme suit :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot \vec{n} \, ds \quad (7.2)$$

Cela signifie que la somme des chutes de force magnétomotrice (FMM) le long d'un parcours fermé quelconque est égale au courant total traversant la surface encerclée par ce parcours.

En A, l'enroulement est excité par un courant d'une fréquence telle que le diamètre équivalent D est petit par rapport à la profondeur de pénétration δ_p . Dans le cas d'une toroïde, le champ est nul au centre (il n'y a pas de courant traversant cette surface) et commence à augmenter en entrant dans l'enroulement. Comme $D \ll \delta_p$, la densité de courant J est uniforme dans le conducteur. Alors l'intensité du champ H augmente linéairement puis diminue exponentiellement en quittant le conducteur. C'est à l'interface entre l'enroulement et le noyau que le champ magnétique est le plus puissant.

En B, la fréquence est augmentée ou un fil plus gros est utilisé de façon à ce que $D \gg \delta_p$. En pareil cas, les courants de Foucault induits sont suffisants pour réduire l'intensité du champ entrant dans la partie intérieure de l'enroulement. La densité de courant est donc plus grande en direction du noyau et comme le courant net reste inchangé (il est imposé par le circuit extérieur) la densité maximale atteint une plus grande valeur que précédemment. L'intensité maximale du champ magnétique reste inchangée.

En C, l'enroulement est disposé sur deux couches. Le courant net dans chaque couche est le même car il s'agit du même fil (appelons ce courant I). Si $D \ll \delta_p$, la densité de courant est uniforme et l'intensité du champ magnétique croît linéairement dans les enroulements. Elle atteint une valeur deux fois plus élevée qu'en A et B car la force magnétomotrice est $N \cdot I$. Comme il y a deux couches, le nombre de tours N est doublé (on obtient le même résultat par le théorème d'Ampère).

En D, la fréquence est augmentée ou un fil plus gros est utilisé de façon à ce que $D \gg \delta_p$. Pour la couche la plus près du centre de la toroïde (celle de gauche), les conditions sont les mêmes qu'en B (tout le courant I circule dans la moitié droite de la couche). Toutefois, la couche la plus près du noyau subit des pertes beaucoup plus importantes.

En effet, le champ est nul au centre des couches et si un parcours est tracé en passant par le centre des deux couches, tel qu'illustré par le rectangle pointillé, on trouve que l'intégrale $H \cdot dl$ est nulle. Par le théorème d'Ampère, le courant net traversant la surface est nul, donc un courant égal et de sens contraire circule dans la moitié intérieure de la couche de droite (-I). Comme le courant net est inchangé, le courant dans la partie droite de l'enroulement de droite doit être 2I. On a donc, dans ce cas, pour les deux couches: (0 I) (-I 2I). (La notation utilisée est la suivante : (*ig id*) où *ig* est le courant dans la partie gauche du conducteur et *id* le courant dans la partie droite du conducteur). Les pertes sont plus que doublées car elles sont proportionnelles au carré de I. Plus le champ magnétique est élevé, plus les pertes sont grandes: par exemple, pour 3 couches ayant $D \gg \delta_p$, on aurait pour chaque couche, en partant du centre de la toroïde vers le noyau, (0 I) (-I 2I) (-2I 3I).

7.1.3 Organisation optimale des enroulements

7.1.3.1 Diamètre équivalent et rapport à la profondeur de pénétration

Afin de minimiser les pertes dans les enroulements, il est nécessaire d'utiliser un fil suffisamment petit afin de diminuer l'induction de courants de Foucault, ainsi que de maintenir le champ magnétique aussi bas que possible. L'effet des courants de Foucault dans les enroulements des transformateurs a été étudié par Dowell [12]. Il propose une façon de diminuer l'inductance de fuite et la résistance apparente en réorganisant de manière optimale les enroulements.

Afin de simplifier la géométrie, l'enroulement formé de plusieurs fils à section circulaire est ramené à un conducteur rectangulaire ayant une épaisseur D (diamètre équivalent). La figure 54 montre les étapes permettant d'obtenir D. Les fils circulaires de diamètre d_c (c pour cuivre) sont ramenés à des fils de section carrée ayant un côté $d_2 = d_c \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}}$. Puis ces fils sont groupés en une feuille rectangulaire de hauteur $N \cdot d_2$, N étant le nombre de conducteurs dans la couche. Enfin, cette feuille est "étirée" afin qu'elle

occupe toute la largeur de la fenêtre du noyau (L_w). Intervient dans ce processus un facteur dit de porosité (η) qui tient compte de l'espace qu'il faut insérer.

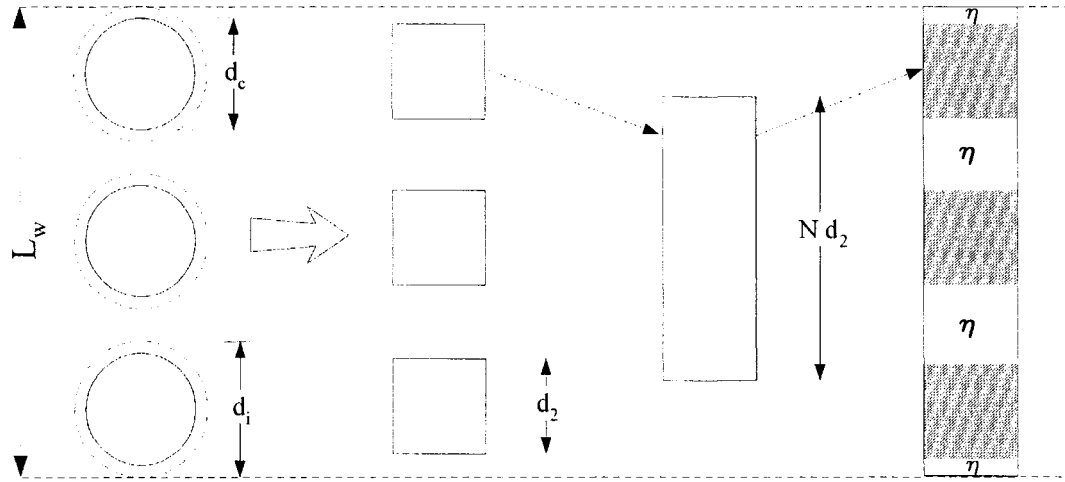


Figure 54 Étapes pour le calcul de D

On a que $\eta = \frac{N \cdot d_2}{L_w}$ et $D = \eta \cdot d_c$. On peut, à ce stade, définir le rapport du diamètre équivalent à la profondeur de pénétration :

$$\varphi = \frac{D}{\delta_p} = \frac{\eta \cdot d_c}{\delta_p} = \frac{d_c}{\delta_p} \cdot \frac{N \cdot \left(d_c \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}} \right)}{L_w} = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{d_c^2}{\delta_p} \cdot \frac{N}{L_w} \quad (7.3)$$

En définissant le facteur relatif à l'isolation du fil comme $\gamma_i = \frac{d_i}{d_c}$ et le facteur de remplissage $\gamma_r = \frac{L_w}{N \cdot d_i}$, on peut écrire plus simplement, pour une couche utilisée sur toute sa largeur:

$$\varphi = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{d_c}{\delta_p \cdot \gamma_i \cdot \gamma_r} \quad (7.4)$$

7.1.3.2 Diagrammes de FMM et portions

Dans un transformateur, les forces magnétomotrices $N \cdot I$ du primaire et du secondaire sont égales, car $N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s$. En bobinant tout le primaire puis tout le secondaire, on obtient la configuration suivante (s'il sont disposés, par exemple, sur deux couches chacun) avec le diagramme de la force magnétomotrice associée :

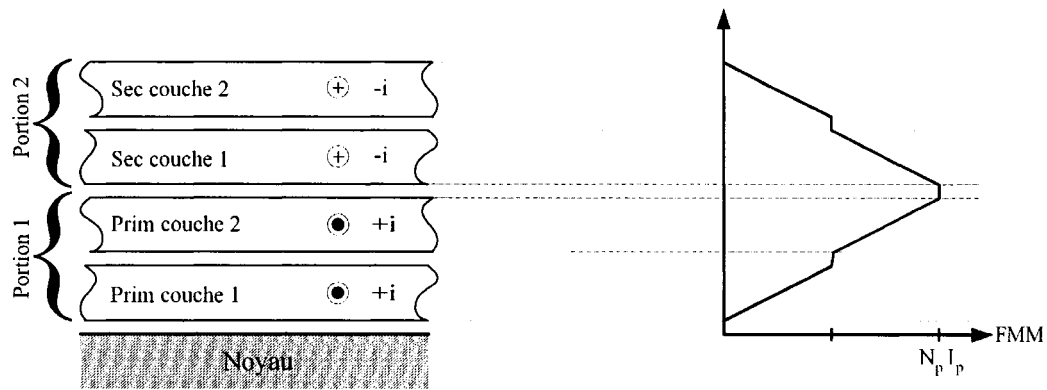


Figure 55 FMM pour un transformateur non-intercalé

La totalité de la FMM est présente entre les deux portions (une portion est définie comme une région où la FMM passe de zéro à un maximum). Chaque portion est composée de deux couches.

7.1.3.3 Augmentation de la résistance due à l'effet de proximité

En résolvant les équations de Maxwell en posant comme condition le champ magnétique de part et d'autre d'une couche, Dowell [12] a calculé l'accroissement de la résistance due à l'effet de proximité. Le programme Matlab fourni en annexe a été utilisé pour obtenir la famille de courbe de la figure suivante. L'axe horizontal représente ϕ , le rapport Diamètre équivalent / profondeur de pénétration tel que vu aux équations (7.3) et (7.4). Chaque courbe représente une condition de N_c , le nombre de couche par portion. Tel que mentionné à la sous-section suivante, il est possible d'avoir un nombre fractionnaire de couche par portion, c'est pourquoi il existe un cas où $N_c=0,5$.

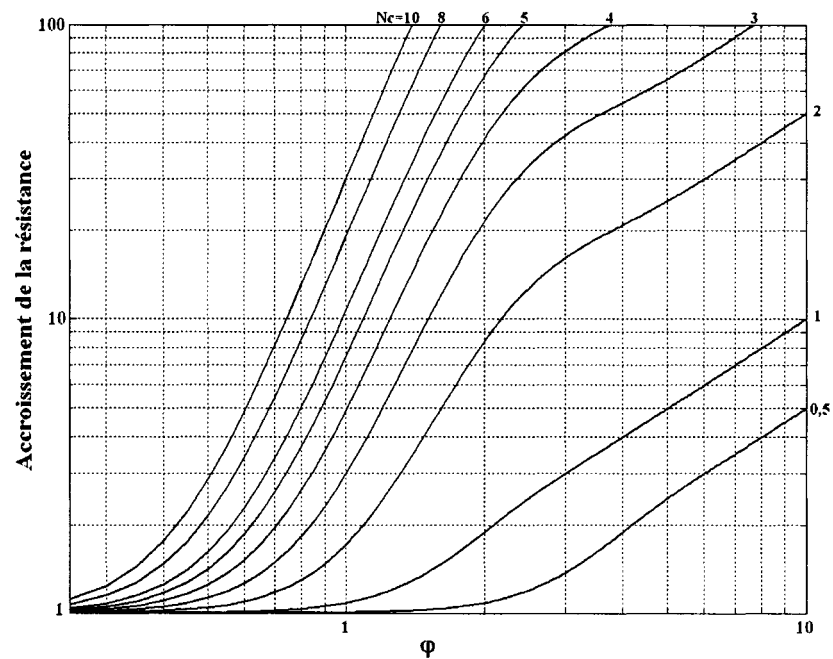


Figure 56 Accroissement de la résistance due à la proximité

Le graphique montre que la résistance est grandement influencée par le nombre de couche par portion. Pour calculer les pertes totales du transformateur, il faut évaluer les pertes de chaque portion séparément puis faire la sommation. Il faut noter que le calcul se base sur une excitation sinusoïdale et que pour toute autre forme d'excitation, il faudra évaluer les pertes en calculant l'accroissement de la résistance et les pertes RI^2 à chaque harmonique à l'aide d'une série de Fourier.

7.1.3.4 Configuration optimale

Afin de diminuer les pertes joules associées à l'accroissement de la résistance, il faut donc réduire le plus possible l'intensité du champ magnétique dans chacune des portions du transformateur, autrement dit le nombre de couche par portion. Pour le transformateur de la figure 55, le fait d'intercaler les couches du primaire et du secondaire (figure 57 A) permet de réduire la FMM maximale à $1/2 NI$. Il y a alors une seule couche par portion, et si le fil est choisi tel que $\phi = 2$, l'accroissement de résistance passera de 8,3 à 1,9.

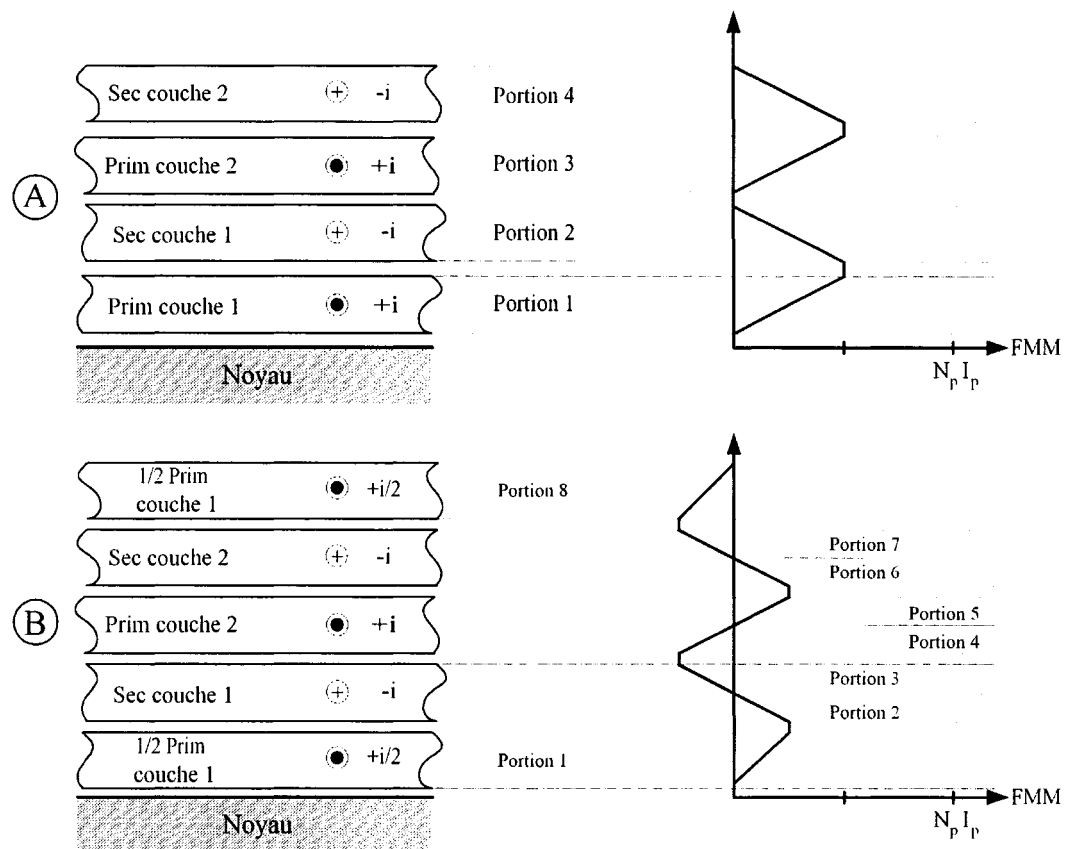


Figure 57 Une configuration optimale des enroulements

Il est possible de faire mieux. En B, la première couche du primaire est divisée en deux parties égales, de sorte que la FMM maximale est réduite à $1/4 NI$. Chacune des portions s'étend sur une demie couche, et pour $\varphi = 2$, l'accroissement de la résistance descend à 1,1 environ.

Il existe plusieurs façons de diviser et d'intercaler les couches. Tel que vu en [12], l'inductance de fuite est minimisée si la FMM maximale est égale pour toutes les portions. Pour cet arrangement, la FMM sera zéro au début ou au centre de chaque section (les arrangements de la figure 57 respectent cette règle).

7.1.3.5 Résumé

Il n'est malheureusement pas possible d'augmenter à loisir le nombre de couche à cause de l'isolation devant être placée entre les primaires et les secondaires. Un compromis devra être fait entre les inévitables pertes et la complexité du bobinage.

Aussi, aux fréquences en usage dans la plupart des convertisseurs modernes, le diamètre des fils devient petit si on cherche à obtenir ϕ voisin de 1. Par conséquent, afin de diminuer la résistance de l'enroulement, il est d'usage de torsader plusieurs brins en un seul conducteur ce qui simplifie le travail de bobinage. Les équations de Dowell ne peuvent plus être utilisées tel quel pour obtenir une estimation de la résistance finale parce qu'elles sont basées sur une géométrie simple à un seul conducteur par couche. Néanmoins, le principe de l'accroissement de la résistance due à la force magnétomotrice reste le même et il est possible de dégager les points suivants, destinés à guider le concepteur dans le choix de la construction à adopter :

- a. Pour une inductance, il n'y a pas de secondaire et les seules façons de diminuer les pertes par proximité sont d'utiliser un fil d'un calibre tel que ϕ soit petit (autour de 1 ou moins, idéalement) et de diminuer le plus possible le nombre de couche même si cela devait entraîner l'utilisation d'un noyau plus grand.
- b. Pour un transformateur, l'utilisation d'un fil de petit calibre est évidemment à conseiller mais plus important encore est la nécessité d'intercaler et/ou de diviser les couches. De plus il est recommandé de faire en sorte que les FMM maximales de chaque portion soient égales.
- c. Dans le cas d'un transformateur ayant des enroulements ouverts durant une partie du cycle, il est recommandé de placer les enroulements qui conduisent simultanément côte-à-côte, et, dans un autre groupe, les enroulements ouverts. Cela évite que les enroulements ouverts ne subissent des pertes par induction.

7.2 Transformateur principal

Le transformateur principal se doit d'être très efficace car toute la puissance y transite. L'obtention du produit fini se fait en deux étapes : la conception et la construction. La conception consiste à choisir le noyau et le nombre de tours de fils permettant d'obtenir l'inductance voulue pour chacun des enroulements. La construction réfère au choix du fil et à la disposition des enroulements et des couches d'isolation.

7.2.1 Conception

7.2.1.1 Choix du noyau

Pour la conception, les valeurs de courant prédites pour un angle de tension de ligne de 90 degrés sont utilisées. Ce sont les valeurs maximales observées durant le cycle de ligne. Aussi, le cas où la tension de ligne est minimale (208Vrms) est considéré car les courants sont alors à leur plus forte intensité, pour la puissance nominale. Tel que vu à la section 2.2.4, la valeur de l'inductance du primaire est choisie à 1mH en charge. Le rapport de transformation m est établi à la section 2.2.1 comme étant 0,938.

Le noyau choisi est le numéro 58192-A2 de Magnetics inc. Ce noyau est constitué d'un mélange Nickel-Fer à 50% et offre un espace d'air distribué. Ce matériel (appelé High-Flux) sature sous une force magnétisante beaucoup plus élevée que la ferrite et l'espace d'air distribué permet d'emmagasiner une plus grande quantité d'énergie. Le matériel a une perméabilité relative à vide de 60. Le fabricant offre plusieurs perméabilités (14, 26, 60, 125, 147 et 160) dans une grande gamme de dimensions. Le choix du matériel, de la dimension et de la perméabilité relative est le résultat de la procédure suivante qu'il faut refaire avec différents modèles de noyau jusqu'à l'obtention de résultats satisfaisants. Noter que les calculs font quelquefois appel à des unités ne figurant pas dans le système international d'unité. En effet, pour des raisons historiques, les fabricants publient la plupart du temps leur chartes et leurs abaques en utilisant les unités avec lesquelles les concepteurs d'éléments magnétiques se sont

habitués à travailler. Afin d'utiliser sans conversion les outils de conception il est préférable d'utiliser les unités d'origine.

7.2.1.2 Nombre de tours pour l'enroulement primaire

La relation entre la perméabilité, l'aire de la section du noyau, la longueur du chemin magnétique, le nombre de tours et la valeur de l'inductance est :

$$L[H] = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A[m^2]}{l_m[m]} \quad N = \sqrt{\frac{10^{-3} \cdot L[mH] \cdot l_m}{A[m^2] \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{10^6 \cdot L[mH]}{A_L}} \quad (7.5)$$

Le facteur A_L , donné par le fabricant pour chaque noyau, tient compte des unités, des dimensions et de la perméabilité. Pour le noyau 58192-A2, $A_L = 138$. Pour une inductance de 1mH tel que désiré en charge, le nombre de tours nécessaire serait 85, mais il faut savoir que la perméabilité relative de tout noyau diminue quand il y a présence d'une FMM continue (CC). La force magnétomotrice peut être calculée ainsi :

$$H[Oe] = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_m[cm]} \quad (7.6)$$

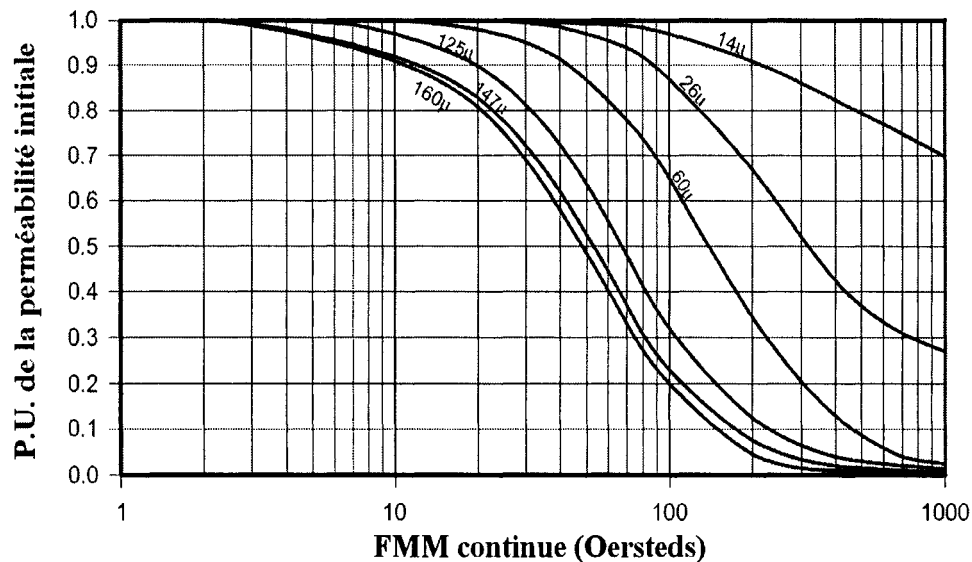
l_m est la longueur moyenne du chemin magnétique et vaut 12,5 cm pour ce noyau. Les courants I_{min} , I_{med} et I_{max} ont été calculés au chapitre 2. La valeur de I_{med} correspond à la valeur moyenne du courant primaire durant T_{on} et aussi à la valeur moyenne du courant secondaire durant T_{off} , au point où l'angle de ligne est de 90 degrés. On peut approximer le courant total (primaire et secondaire) continu sur le cycle de ligne en supposant qu'il prend la forme d'une sinusoïde redressée, dont la valeur moyenne est $I_{med} \cdot 2/\pi = 9,49$. On trouve :

$$H_{CC} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 85 \cdot 9,49}{12,5} = 81,1 \text{ Oe}$$

Le fabricant fournit une charte donnant la valeur en P.U. de la perméabilité initiale en fonction de la force magnétomotrice continue (figure 58). Pour la FMM calculée, la perméabilité relative est de 0,73 P.U. et, avec 85 tours, la valeur de l'inductance ne sera pas 1mH tel que souhaité. Il faut augmenter le nombre de tours et avec 108 tours on obtient :

$$H_{CC} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 108 \cdot 9,49}{12,5} = 103 \text{ Oe} \quad \mu_r[PU] = 0,65 \cdot 60$$

$$L = \frac{N^2 \cdot A_L}{10^6} \quad L_{\text{à vide}} = \frac{108^2 \cdot 138}{10^6} = 1,6 \text{ mH} \quad L_{\text{en charge}} = \frac{108^2 \cdot 138 \cdot 0,65}{10^6} = 1,05 \text{ mH}$$



Tiré de PCC technical data (Magnetics Inc.)

Figure 58 Perméabilité en fonction de la FMM continue

7.2.1.3 Nombre de tours de l'enroulement secondaire

L'équation (2.3) a permis de calculer le rapport de transformation $m = N_{\text{prim}}/N_{\text{secondaire}} = 0,938$. Pour générer les deux tensions de sortie, il est possible de bobiner deux secondaires indépendant ou bien de bobiner un seul secondaire avec prise médiane. Cette deuxième option a été retenue car elle nécessite moins de tours au total et de ce fait elle facilite la construction.

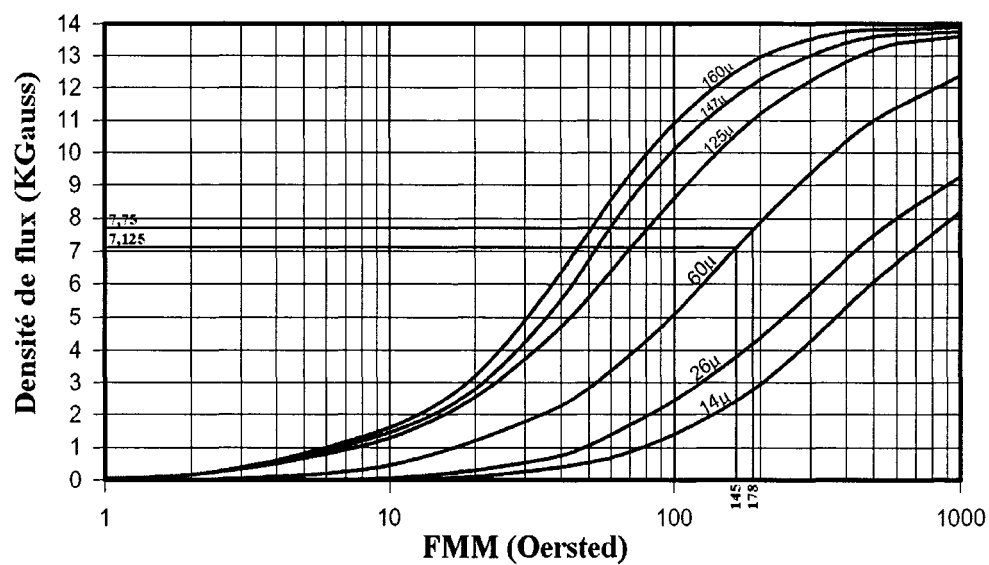
Il faudra au total $108 / 0,938 = 115$ tours au secondaire. La prise médiane devra être connectée après 86 tours car $\frac{115 \cdot 274}{366} = 86,1$.

7.2.1.4 Évaluation des pertes fer

Afin d'évaluer les pertes fer, il faut calculer l'excursion de la densité de flux d'après l'excursion de la FMM.

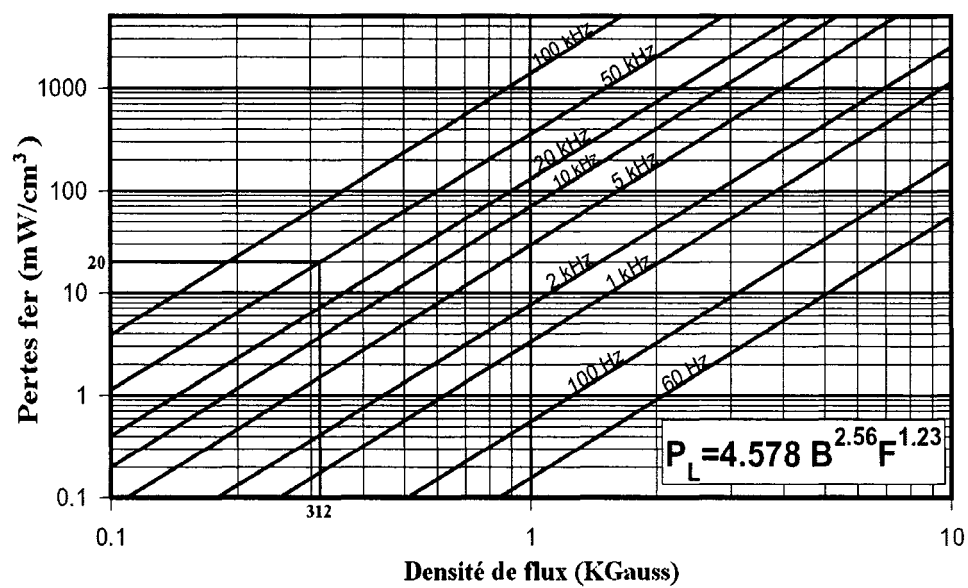
$$H_{min} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 108 \cdot I_{min}}{12,5} = 145 Oe \quad H_{max} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 108 \cdot I_{max}}{12,5} = 178 Oe$$

En reportant ces valeurs sur la figure 59, on trouve une excursion de la densité de flux de 625 Gauss. Les pertes fer sont ensuite évaluées à l'aide de la figure 60. La densité de flux alternative doit être divisée en deux car l'abaque est conçue pour les applications bipolaires et la valeur crête est utilisée par le graphique. Comme ici l'excursion est unipolaire (toujours positive), il faut diviser l'excursion de densité de flux en deux pour obtenir les bonnes pertes. On trouve 20mW par centimètre cube et sachant que le noyau a un volume de 28,6 centimètres cube, les pertes fer seraient de 572mW si le point de fonctionnement était constant. En fait les pertes sont moindres car, durant le cycle de ligne, l'excursion de FMM (ou de densité de flux) est pratiquement toujours inférieure au point d'opération calculé.



Tiré de PCC technical data (Magnetics Inc.)

Figure 59 Densité de flux en fonction de la FMM



Tiré de PCC technical data (Magnetics Inc.)

Figure 60 Pertes fer en fonction de la densité de flux alternative

7.2.2 Construction

7.2.2.1 Calibre du fil et nombre de conducteurs

Une fois le nombre de tours établi (primaire = 108, secondaire1 = 86, secondaire2 = 29), il faut décider de la taille et de la disposition du fil ainsi que des couches isolantes. Tous les enroulements du transformateur sont bobinés avec du fil numéro 28, parce que le diamètre de ce calibre de fil est environ égal à la profondeur de pénétration à 50 KHz.

Afin de diminuer la résistance des enroulements, il faut placer le maximum de cuivre possible dans la fenêtre du noyau dont le diamètre interne est de 1,04 pouces. L'aire de la fenêtre est donc de $547 \times 10^{-6} \text{ m}^2$. Quant au fil, le diamètre total incluant l'isolation est de 15 mils. La section du fil étant circulaire il subsistera des espaces d'air entre les fils et, pour cette raison, l'aire du fil sera calculée comme s'il était carré ($145 \times 10^{-9} \text{ m}^2$). L'expérience montre qu'il n'est pas possible d'utiliser l'aire de la fenêtre à 100%. Le placement des fils n'est jamais parfait, il faut laisser un espace entre le début et la fin d'un enroulement et l'isolation occupe un certain espace. Pour ces raisons, il est difficile de dépasser 65 à 70% d'utilisation de la fenêtre. Cela laisse place à environ 2500 brins de fil 28 AWG.

7.2.2.2 Distribution du cuivre entre le primaire et le secondaire

La longueur moyenne d'un tour du bobinage est de 8,9 cm environ. La longueur de fil nécessaire pour les 108 tours du primaire est de 31,5 pieds et, pour les 115 tours du secondaire 33,6 pieds. Prenons une moyenne des deux enroulements pour les estimations, soit 112 tours d'une longueur de 32 pieds. D'après les chartes, le fil numéro 28 a une résistance de 66 ohm par 1000 pieds (à 20 degrés). Chaque brin de 32 pieds aura alors une résistance de 2,11 ohm. Si on doit bobiner en moyenne 112 tours et que 2500 brins sont nécessaires pour emplir la fenêtre, on peut utiliser 22 brins parallèles.

Il faut distribuer ces brins entre le primaire et le secondaire. Pour connaître la configuration optimale, il faut évaluer les pertes dans chacun des deux éléments et les

additionner pour trouver les pertes totales, et ce pour différentes distributions de ces 22 brins.

Le courant primaire efficace pour un cycle de commutation, à $V_{source}=265\text{ V}$, pour une puissance de sortie de 1000 W et une efficacité estimée de 90% , a déjà été calculé comme étant $11,2\text{ A}$. Pour le courant secondaire, on trouve $9,26\text{ A}$. En approximant l'enveloppe de ces courants comme ayant la forme d'un sinus redressé, la valeur efficace sur un cycle de ligne se trouve en multipliant ces valeurs par $2/\pi$. Alors le courant primaire efficace total est de $7,13\text{ A}$ et celui du secondaire $5,9\text{ A}$.

En divisant la résistance d'un brin ($2,11\text{ ohm}$) par le nombre de brin alloué à chaque enroulement, on peut trouver la résistance et les pertes cuivres, connaissant le courant efficace. Le résultat de cette comparaison est présenté à la figure suivante :

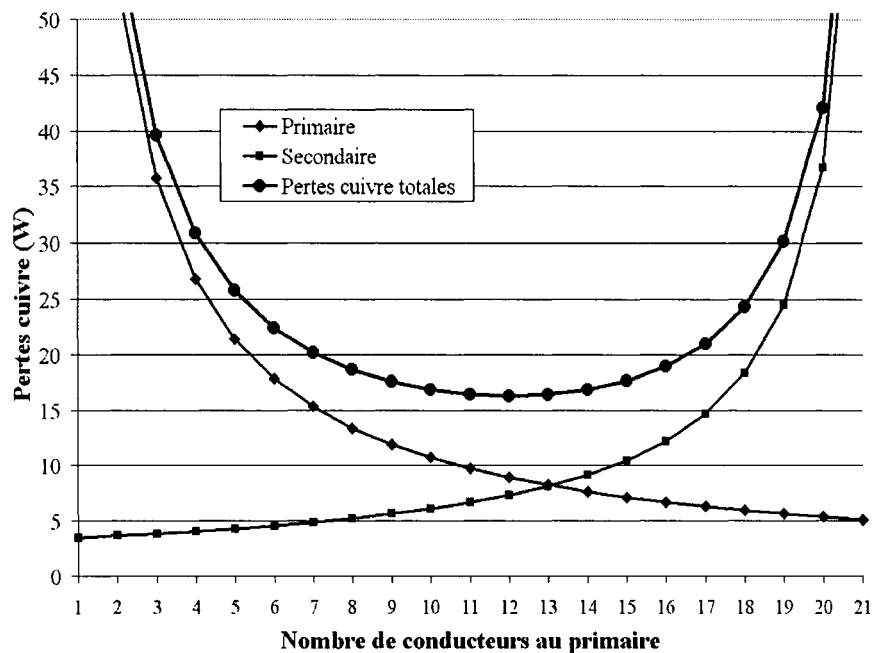


Figure 61 Pertes cuivre de Tm

7.2.2.3 Placement des couches

La distribution optimale consiste en 12 brins au primaire ($R_{dc}=176 \text{ m}\Omega$) et 10 brins au secondaire ($R_{dc}=211 \text{ m}\Omega$). Les pertes cuivre totales seraient de 16,4 W si la température du transformateur restait à 20 degrés et qu'il n'y avait pas d'augmentation de la résistance due à l'effet de proximité. Tel quel, le transformateur principal est en fait une inductance couplée. Dans ce cas, les optimisations tirées des courbes de Dowell ne peuvent être faites. En effet, pour ce qui est de l'augmentation de la résistance, il est inutile (mais pas nuisible) d'intercaler les enroulements car le primaire et le secondaire ne conduisent jamais simultanément. L'enroulement qui ne conduit pas ajoute aux pertes à cause des courants de Foucault induits dans le cuivre.

Intercaler les couches diminue l'inductance de fuite qui est la cause de l'augmentation de la tension redressée au-delà de la tension de la source. Cette seule raison est largement suffisante pour justifier la construction plus complexe exigée par l'intercalage du primaire et du secondaire. La tension maximale sur les interrupteurs a été établie à environ 700V, en supposant une inductance de fuite de $5 \mu\text{H}$. Il n'est pas réaliste de tenter de réaliser un transformateur de puissance ayant une aussi petite inductance de fuite sans intercaler les enroulements. En augmentant le nombre d'intercalages on diminue l'inductance de fuite mais on augmente la complexité du montage et le nombre de couches isolantes. Le choix du calibre 28 pour le bobinage représente une bonne optimisation et diminuer le nombre de couche est également bénéfique dans ce cas mais une fois le noyau choisi, le fait de diminuer le nombre de couches signifie réduire la quantité de cuivre ce qui n'est certainement pas une bonne idée. La figure suivante montre une bonne façon de bobiner le transformateur.

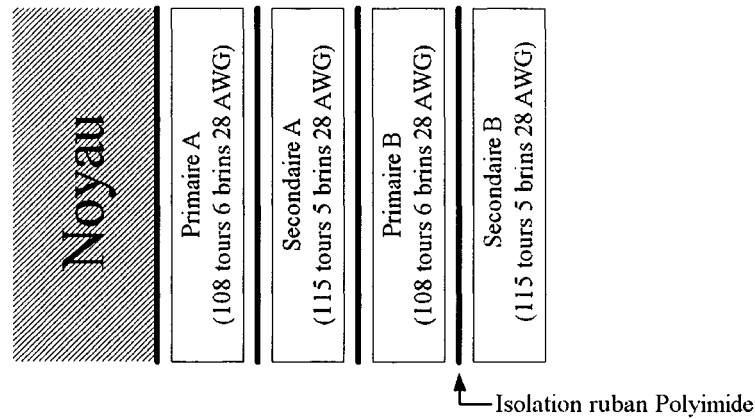


Figure 62 Configuration acceptable pour un flyback

Cependant, la hausse de température sera autour de 60 degrés à la puissance nominale. Probablement plus, car à cette température, la résistivité du cuivre augmente ce qui amène encore plus de dissipation. Il y a moyen de faire mieux.

7.2.2.4 Ajout de l'inductance auxiliaire sur le primaire

L'ajout d'une inductance auxiliaire en parallèle avec le primaire du transformateur principal permet de diminuer le courant efficace dans le primaire et permet au courant de circuler en sens inverse dans le primaire durant T_{off} . Cela permet de transférer une partie de l'énergie par effet transformateur et ainsi tirer meilleur parti du cuivre.

Le courant moyen dans les interrupteurs reste le même et comme l'inductance auxiliaire et le primaire sont en parallèle et de même valeur, le courant est divisé en deux dans ces éléments. Toujours en considérant le point où les courants sont au maximum (angle de la tension de ligne de 90 degrés), la force magnétomotrice continue est réduite à 51,5 Oersted et l'inductance en charge augmente à 1,38 mH. Pour les deux éléments, l'inductance totale est de 692 μ H. Par les équation (2.15) et (2.16), on trouve $I_{min}=12,7$ A et $I_{max}=17,1$ A (I_{med} est inchangé par l'ajout de l'inductance auxiliaire). Durant T_{on} le courant se divise en deux dans chacun des éléments et durant T_{off} le courant du

primaire est égal en amplitude à celui de l'inductance mais de sens contraire. La figure suivante illustre la forme de ces courants :

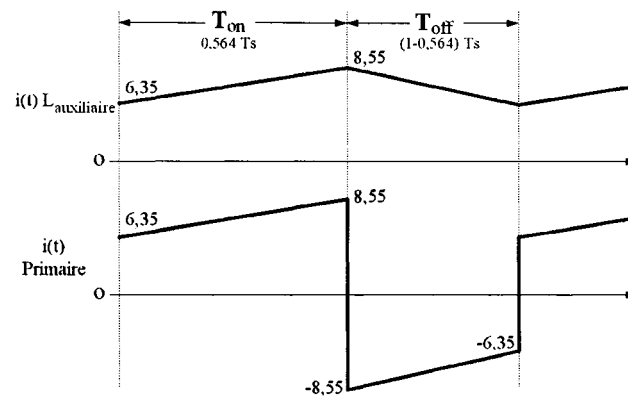


Figure 63 Courants dans le primaire et l'inductance auxiliaire

Dans les deux cas, le courant efficace sur un cycle de commutation est de 7,48 A. Le courant efficace total sur un cycle de ligne est approximativement $7,48 \cdot 2/\pi = 4,76$ A. Sachant que le courant dans le secondaire est inchangé par l'ajout de l'inductance auxiliaire, les pertes cuivre en fonction du nombre de conducteurs alloué au primaire sont:

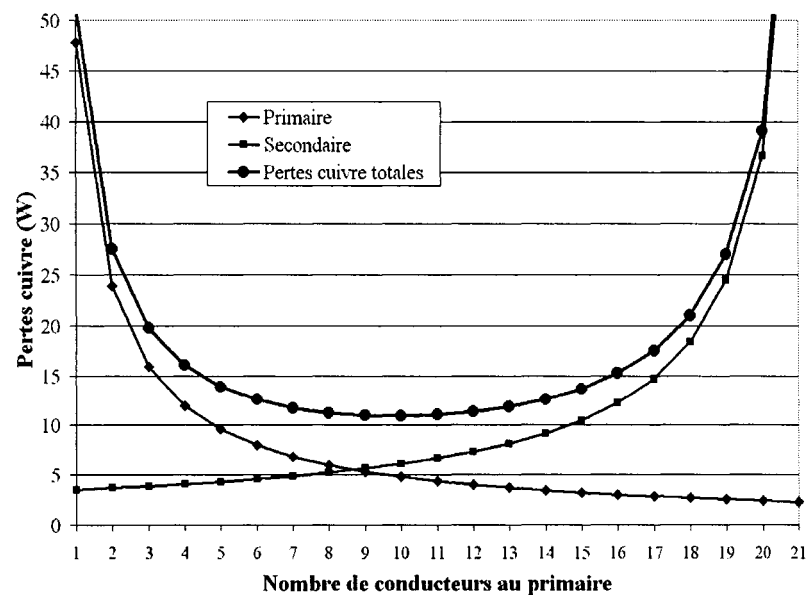


Figure 64 Pertes cuivre dans T_m en présence de l'inductance aux.

La distribution optimale consiste en 10 brins au primaire ($R_{dc}=211 \text{ m}\Omega$) et 12 brins au secondaire ($R_{dc}=176 \text{ m}\Omega$). Les pertes cuivre totales seraient de 10,9 W si la température du transformateur restait à 20 degrés et s'il n'y avait pas d'augmentation de la résistance due à l'effet de proximité. Si l'inductance auxiliaire est bobinée sur un noyau identique à celui du transformateur principal, il est possible d'obtenir une résistance de 100 m Ω et les pertes cuivre sont dans ce cas de 2,3 W. Les pertes fer totales ne sont pas supérieures à celles calculées dans le cas où l'inductance auxiliaire n'était pas en place car le courant vu par chaque noyau est diminué de moitié. Les pertes cuivre totales sont de 13,2 W contre 16,4 W sans l'inductance auxiliaire. L'élévation de température du transformateur est estimée à 43 degrés contre 60 sans l'inductance auxiliaire. L'élévation de température de l'inductance auxiliaire est estimée à 12 degrés.

Comme une partie du courant est transmis par effet transformateur durant T_{off} , on peut optimiser le placement des couches selon les principes dictés par Dowell. Les deux enroulements du transformateur sont divisés en deux enroulements parallèles (Pa, Pb et Sa, Sb) utilisant chacun la moitié des brins qui leur sont alloués. Les enroulements Pa et Sa sont bobinés en deux temps (la moitié du nombre de tour dans chaque partie). Le placement résultant est illustré à la figure suivante :

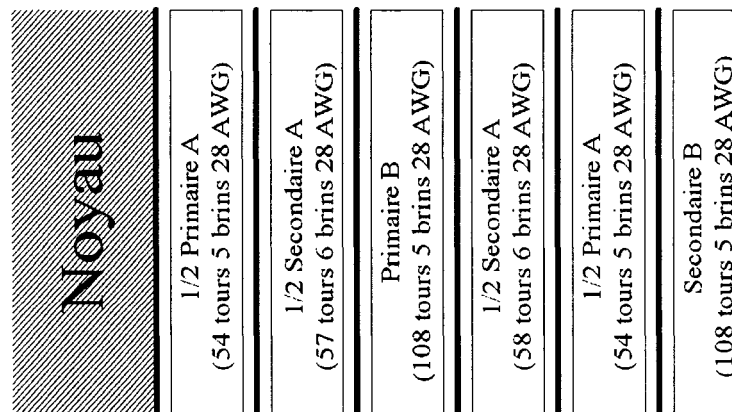


Figure 65 Disposition optimale des enroulements de Tm

Le diagramme de force magnétomotrice et la division en portion donne :

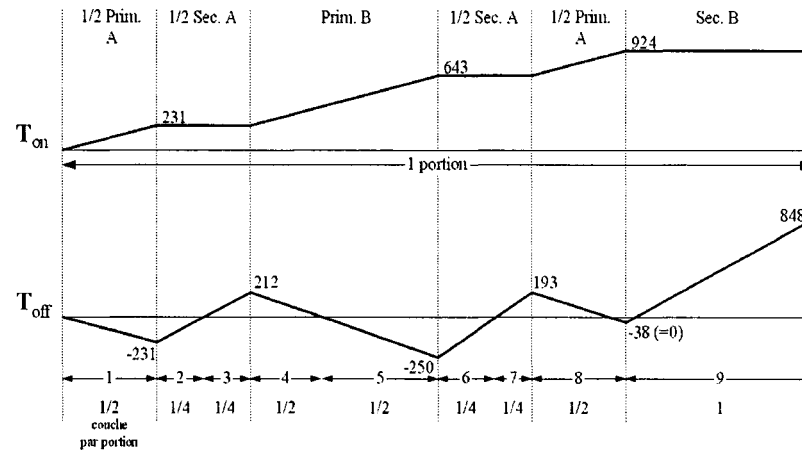


Figure 66 Diagramme de FMM et portions de T_m

Durant T_{on} , il n'y a qu'une seule portion englobant les deux couches. En se référant aux courbes de Dowell, on peut voir qu'il y aura une augmentation de la résistance malgré le petit calibre du fil utilisé et le courant induit dans le secondaire occasionnera certaines pertes supplémentaires. Cependant, durant T_{off} on peut compter 8 portions comportant 1/4 ou 1/2 couche par portion. Seule la portion 9 comporte une couche par portion. Dans ce cas, l'augmentation de la résistance sera très faible (voir figure 56).

7.2.3 Comparaison avec deux noyaux superposés

Une technique couramment utilisée pour réduire les pertes consiste à superposer deux noyaux. Dans le cas présenté ici, cette méthode ne produirait aucun gain. En effet, la valeur d'une inductance bobinée sur un noyau toroidal se calcule par $L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot A}{l_m}$.

Pour avoir la même valeur d'inductance en doublant l'aire, le nombre de tours diminue d'un facteur $1/\sqrt{2}$. La longueur nécessaire augmente d'un facteur 1,5 en empilant deux noyaux. La résistance étant proportionnelle à la longueur d'un tour multiplié par le nombre de tours, la résistance du nouveau bobinage est $1,5/\sqrt{2} = 1,06$ fois celle obtenue avec un seul noyau. Il est vrai que cette technique diminue le flux dans chaque

noyau, mais utiliser deux noyaux en parallèle, comme décrit plus haut, diminue aussi le flux car le courant est divisé entre les deux bobinages.

La figure suivante montre le transformateur terminé. On peut voir à gauche la prise du primaire et à droite, les trois fils de l'enroulement secondaire. Le diamètre extérieur est d'un peu plus de 7 cm. L'inductance de fuite totale ramenée au primaire est de $3,6 \mu\text{H}$.

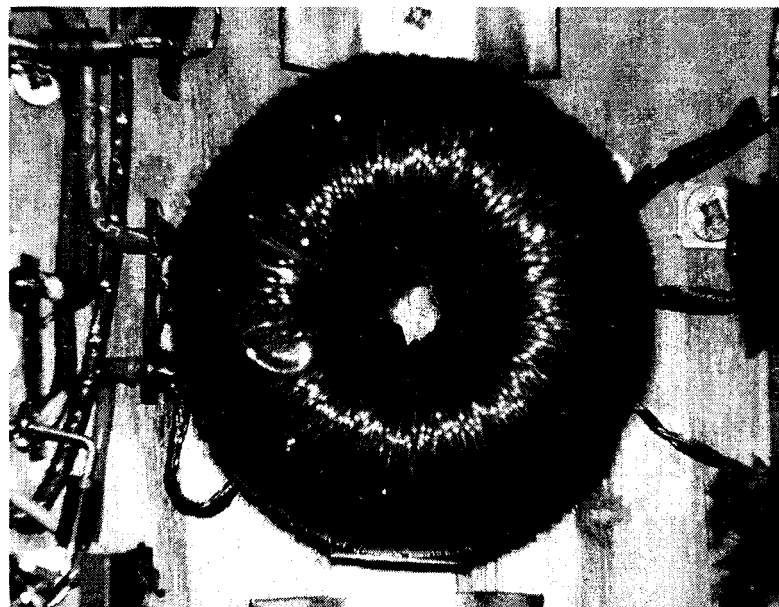


Figure 67 Photographie du transformateur principal

7.3 Transformateurs auxiliaires

La section 2.7 détaille les calculs permettant d'obtenir la valeur de l'inductance du primaire (1mH) et l'équation du courant de décharge. C'est à la tension de ligne la plus faible que le courant moyen dans le primaire est le plus grand car, même si son intensité est moins grande qu'à 750 Vs (2,15 A contre 2,7 A), le rapport cyclique est plus long (0,564 contre 0,314) et le courant circule sur une plus grande portion de la période de commutation. Sur la période de commutation, le courant moyen est formé par un quart de sinusoïde (durée de $6,1 \mu\text{s}$) et d'une partie constante à 2,15 A pour le reste de T_{on} ; la valeur moyenne est de 0,975 A. La valeur crête du courant est proportionnelle à la

tension V_{Cs} (équation (2.22)) et on peut montrer que la valeur moyenne par rapport à la valeur crête est de 0,82. Le courant moyen sur le cycle de ligne est donc de 0,8 A.

Le noyau choisi est le 77548-A7 (Kool-Mu 125) de Magnetics Inc. Par un procédé semblable à la conception du transformateur principal, le nombre de tours pour obtenir 1mH sous une charge de 0,8 A continu est 91. Sous un courant crête de 2,15A à 50 KHz, les pertes fer sont de l'ordre de 6W (pour chacun des deux snubbers). On peut montrer que le courant efficace est d'environ 1,16 A. Pour un enroulement primaire formé d'un seul brin de fil 20 AWG, la résistance CC est de 120 m Ω . Les pertes cuivre pour le primaire sont donc de 160 mW. Inutile d'essayer d'optimiser les enroulements des transformateurs des snubbers car les pertes cuivre sont négligeables devant les pertes fer.

La figure suivante montre un des transformateurs auxiliaires. On peut également voir le condensateur et le transistor du snubber monté sur son dissipateur.

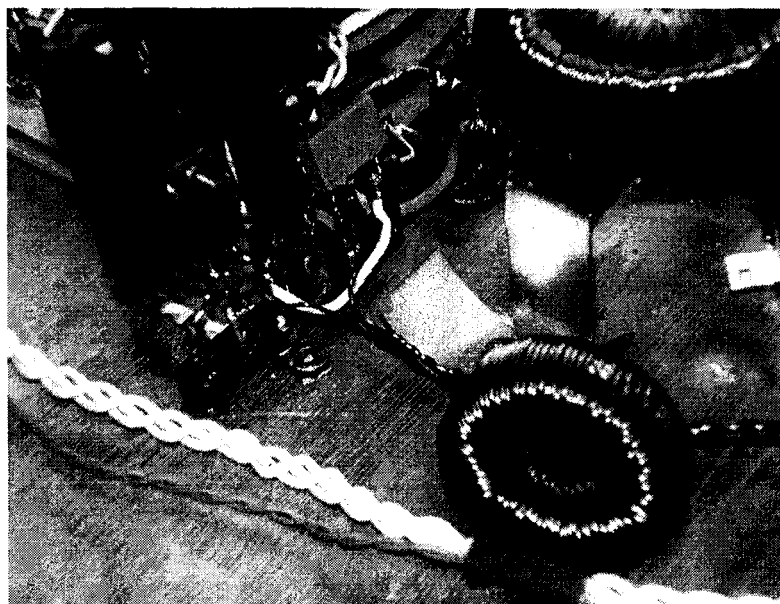


Figure 68 Photographie du transformateur auxiliaire

7.4 Inductances du filtre d'entrée

7.4.1 Inductance d'amortissement

La première inductance sert à diminuer les pertes dans la résistance d'amortissement. Elle doit porter tout le courant de ligne et, idéalement, ce courant ne comporte pas d'harmonique. L'inductance peut alors être bobinée avec un fil de fort calibre car à 60Hz il n'y a pas à se préoccuper de l'effet de peau ni de l'effet de proximité. Comme il n'y a pas de courant continu dans l'enroulement, il n'est pas nécessaire de recourir aux chartes du fabricant pour déduire la variation de la perméabilité.

Avec le noyau 77548-A7 (Kool Mu 125) de Magnetics Inc. et 66 tours de fil 14 AWG, on obtient une inductance de 553 μH ayant une résistance de 30 $\text{m}\Omega$. Les pertes fer et cuivre sont d'environ 2 W, pour une élévation de température d'environ 15 degrés.

7.4.2 Inductance de filtrage

Cette inductance doit être d'une valeur de 103 μH en charge. Il n'y a pas de courant continu circulant dans cette inductance. En fait, le courant vu par le bobinage est celui de la ligne plus une composante à la fréquence de commutation d'environ 1 A crête à crête.

Avec le noyau 77548-A7 (Kool Mu 125) de Magnetics Inc. et 29 tours de fil 14 AWG, on obtient une inductance de 103 μH ayant une résistance de 10 $\text{m}\Omega$. Les pertes fer et cuivre sont d'environ 1,2 W, pour une élévation de température d'environ 12 degrés.

7.5 Transformateurs d'alimentation des Gate-drives

Il y a deux transistors ayant besoin d'une alimentation flottante dans le convertisseur : l'interrupteur S2 du PFC et le transistor du Ti-Buck. La stratégie choisie est de fournir pour chacun une tension flottante via un petit transformateur destiné à alimenter leur circuit d'attaque. Pour S2, la translation de tension pour le signal de commande se fait à l'aide d'un opto-coupleur rapide et pour le transistor du Ti-Buck elle fait appel à un IR2110 parce que la fréquence est beaucoup plus élevée.

Certains circuits de gate-drive utilisent un transformateur pour transmettre le courant de grille. Cela demande une très faible inductance de fuite pour permettre aux fortes impulsions de courant de passer sans trop nuire à son rapide temps de montée. Ici, point n'est besoin de faire appel à un transformateur aussi performant car les impulsions de courant sont générées par le circuit d'attaque flottant branché directement sur la grille. Le transformateur est branché sur un petit pont de diodes et maintient la tension sur le condensateur de découplage du circuit d'attaque à un niveau acceptable pour assurer une commutation franche.

Un petit noyau de ferrite est utilisé pour ces transformateurs (Magnetics J-40907-TC). Leur perméabilité étant très élevée, une douzaine de tours de fil numéro 22 suffit à obtenir une grande inductance de magnétisation.

7.6 Transformateur de l'alimentation auxiliaire

L'alimentation auxiliaire est un petit flyback fonctionnant en mode discontinu. Un noyau de ferrite est utilisé ($aire = 54,6 \times 10^{-6} m^2$, $l_m = 5,6 cm$, $\mu_r = 500$). À cause de sa haute perméabilité, la ferrite n'est pas un bon matériel pour emmagasiner de l'énergie et il faut pratiquer un espace d'air dans lequel l'énergie sera stockée. La ferrite sature habituellement autour d'une densité de champ magnétique de 400mT. Par précaution, la conception sera faite pour 200mT maximum. L'inductance du primaire doit être le plus près possible de 1mH, sans toutefois dépasser cette valeur. En utilisant les équation de base en électromagnétisme ($L = \frac{N \cdot B \cdot A}{I}$), le nombre de tours nécessaire pour obtenir 1mH, sachant que le courant est limité à 500mA est :

$$N_{max} = \frac{1mH \cdot 0,5A}{0,2T \cdot 54,6 \times 10^{-6}} = 46 \quad (7.7)$$

Prenons 40 tours au primaire et 8 tours à chaque secondaire car $m=5$. Comme la perméabilité est élevée, on peut supposer qu'elle est infinie devant celle de l'air. Donc l'inductance se développe sur la largeur de l'espace d'air, là où l'intensité du champ

magnétique est élevée. La largeur de l'espace d'air nécessaire pour obtenir l'inductance maximale de 1mH est :

$$l_{gap} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A}{L} = \frac{\mu_0 \cdot 40^2 \cdot 54,6 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-3}} = 110 \mu m \quad (7.8)$$

Cela représente environ 4 millièmes de pouce (minimum, car on veut que l'inductance soit moins de 1mH). Une fois le noyau bobiné et les isolations mises en place, l'inductance de fuite est de 2,8 μ H, pour une inductance de magnétisation de 800 μ H.

DISCUSSION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

EFFICACITÉ

Mesurer l'efficacité est une tâche très délicate, surtout si les tensions et courants d'entrée sont alternatifs et que ceux de sortie sont continus. Il n'est alors pas possible d'utiliser l'instrument de mesure dans le même mode (CA ou CC) et ainsi s'assurer d'une meilleure précision. Aussi, la calibration des instruments peut toujours être mise en doute. La puissance de sortie a été mesurée en plaçant une sonde de courant et une sonde de tension à l'entrée du convertisseur. Les deux signaux ont été enregistrés pendant trois cycles sur un oscilloscope numérique (avec 5 ms par division, trois cycles occupent exactement la largeur de l'écran). Puis les données de la tension et du courant ont été transférées dans Matlab où la puissance a été finalement calculée. La puissance de sortie a été calculée en prenant la tension et le courant continu dans la charge. Auparavant, la lecture du multimètre utilisé pour mesurer la puissance de sortie a été comparée à la lecture obtenue par l'oscilloscope et Matlab en plaçant une charge résistive sur la source. Les deux méthodes indiquaient la même puissance (à 1% près).

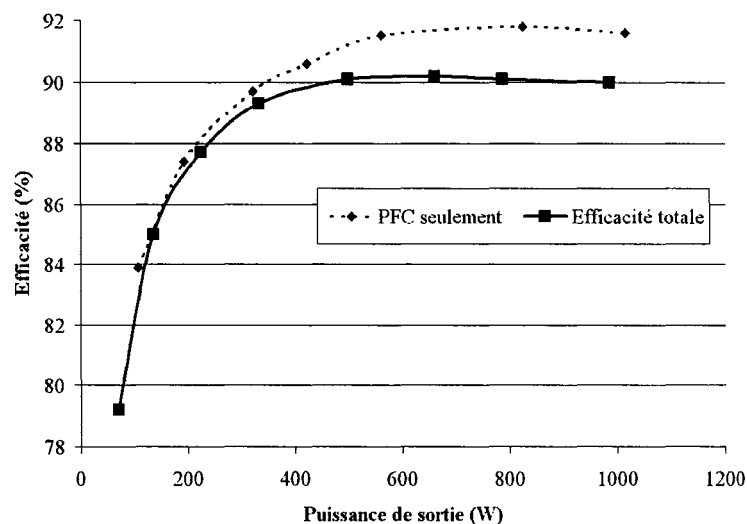


Figure 69 Efficacité mesurée
($V_s = 208 \text{ Vrms}$)

L'efficacité totale se situe autour de 90% pour toute puissance de plus de 50% de la charge nominale. Des mesures ont été prises directement sur V_H et V_L (en amont du post-régulateur) afin de mesurer l'efficacité du module principal seul. En comparant les mesures avant et après le Ti-Buck, on trouve une efficacité d'environ 98% pour le post-régulateur. L'efficacité du PFC sera vraisemblablement plus élevée avec une tension d'entrée plus élevée, ce qui augmentera l'efficacité totale.

TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE

Les mesures du courant prises pour évaluer l'efficacité ont été traitées par Matlab afin de déterminer le taux de distorsion harmonique. Le contenu harmonique des 50 000 points de mesure sur un cycle de ligne a été extrait avec une transformée de Fourier comportant autant de points. La tension de ligne a été soumise au même traitement et son taux de distorsion (THDv) était constant à 2% sur toute la plage de charge. Ces mesures ont été faites avec la tension de ligne minimale.

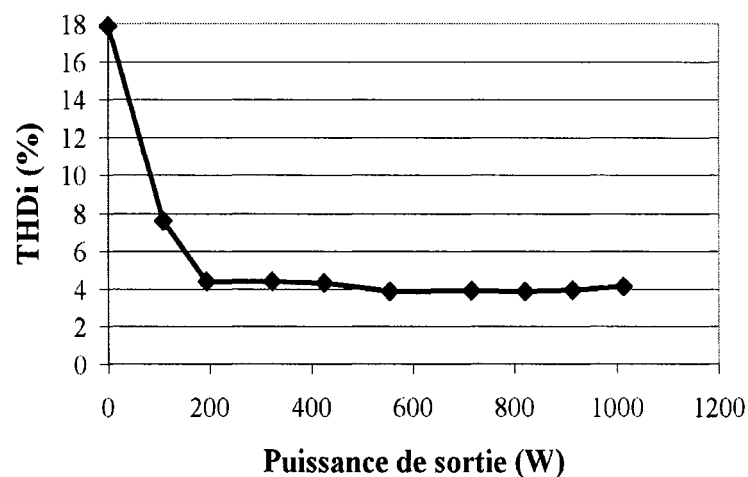


Figure 70 Taux de distorsion harmonique du courant de ligne

La figure suivante montre l'amplitude des harmoniques en dBA. Il est intéressant de comparer ce résultat expérimental avec l'atténuation théorique montrée à la figure 45. Tel que prévu, à partir d'environ 30KHz l'atténuation est de plus de 50dB. L'atténuation réelle est même plus grande que l'atténuation théorique aux basses fréquences, exception faite des pics causés par l'inefficacité du filtre aux fréquences où apparaît les oscillations sous-harmoniques.

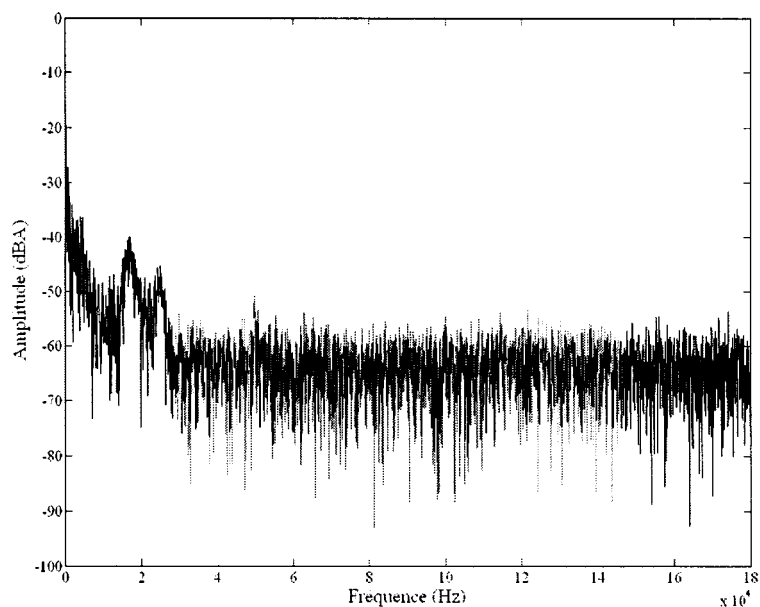


Figure 71 Contenu harmonique du courant de ligne à $P_o=1000W$

Il est également instructif d'observer les harmoniques réellement générées par le convertisseur. Si ce dernier ne produisait aucune distorsion, le courant de ligne aurait le même contenu harmonique que la tension de ligne. En comparant les deux, on peut évaluer quelles harmoniques sont produites par le convertisseur et dans quelle proportion elles sont créées ou amplifiées.

Dans la plage des basses fréquences (là où les normes de pureté s'appliquent), la troisième harmonique (180Hz) semble être celle qui cause la plus grande distorsion.

Présente à environ 0,25% dans la tension, elle affiche une amplitude d'un peu plus de 3% dans le courant.

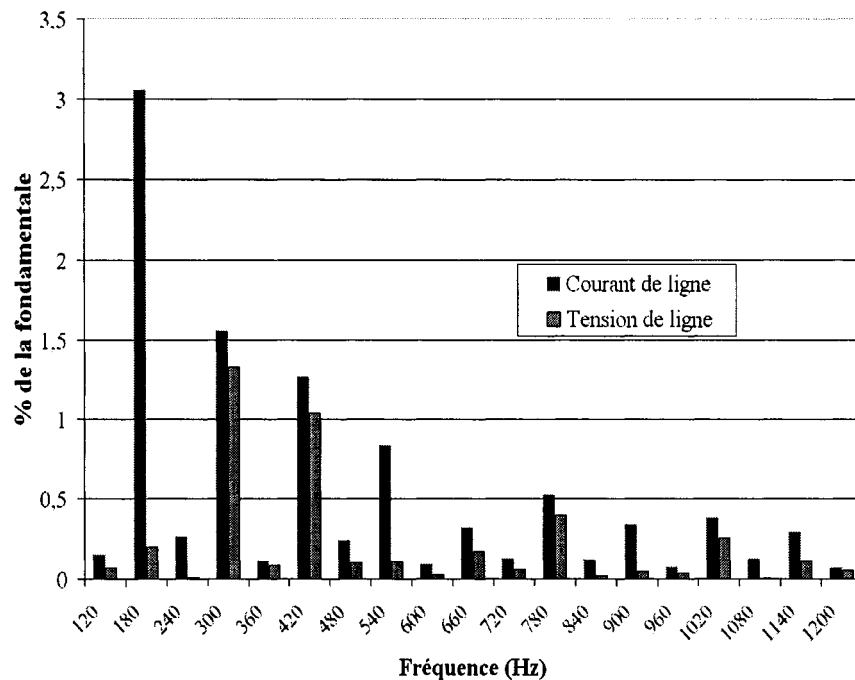


Figure 72 Contenu harmonique relatif de la tension et du courant

FACTEUR DE PUISSANCE

La figure 46 et l'équation (6.1) sont comparés au facteur de puissance mesuré dont la valeur est obtenue de l'équation (1.8). Les résultats sont conformes aux performances espérées. Le facteur de puissance aux fortes charges est inférieur au facteur de puissance théorique car on supposait une tension et un courant sinusoïdal. En pratique, le THDi diminue le facteur de puissance, quoique très légèrement (voir figure 12).

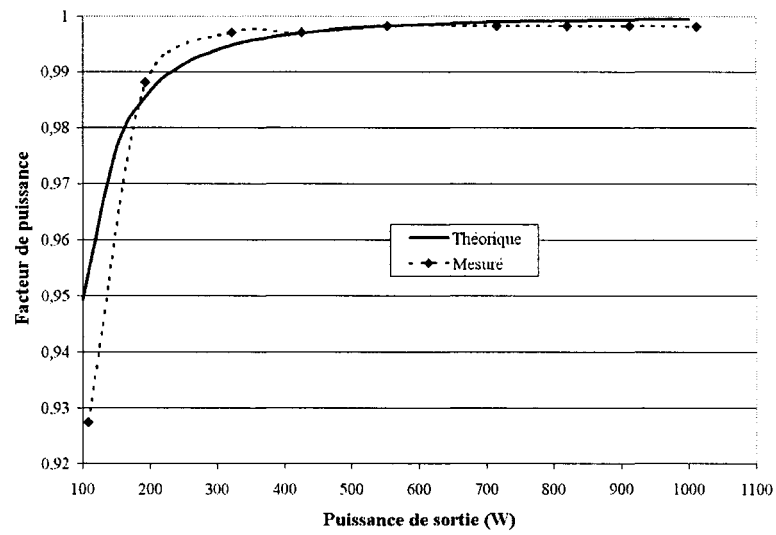


Figure 73 Facteur de puissance théorique et mesuré (incluant déphasage et distorsion), $V_s=265V$

OSCILLOGRAMMES

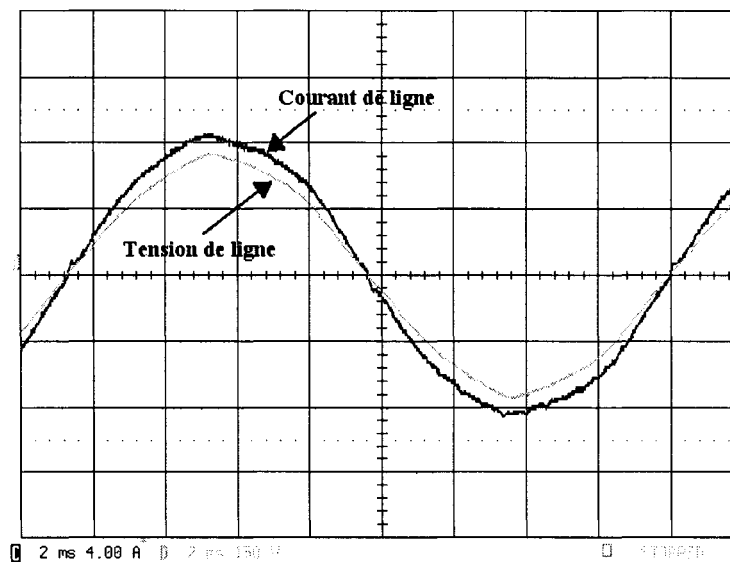


Figure 74 Tension et courant de ligne à $P_o=1000W$
(tension de ligne : 150V/div
courant de ligne : 4A/div)

Comme le convertisseur ne génère que peu d'harmoniques en basse fréquence, la forme du courant épouse celle de la tension avec fidélité, signe que le taux de distorsion harmonique est bas. Près du passage à zéro de la tension de ligne, on peut voir que le courant oscille. Cela est dû aux oscillations sous-harmoniques causées lors du passage d'un mode d'opération à l'autre (continu-discontinu).

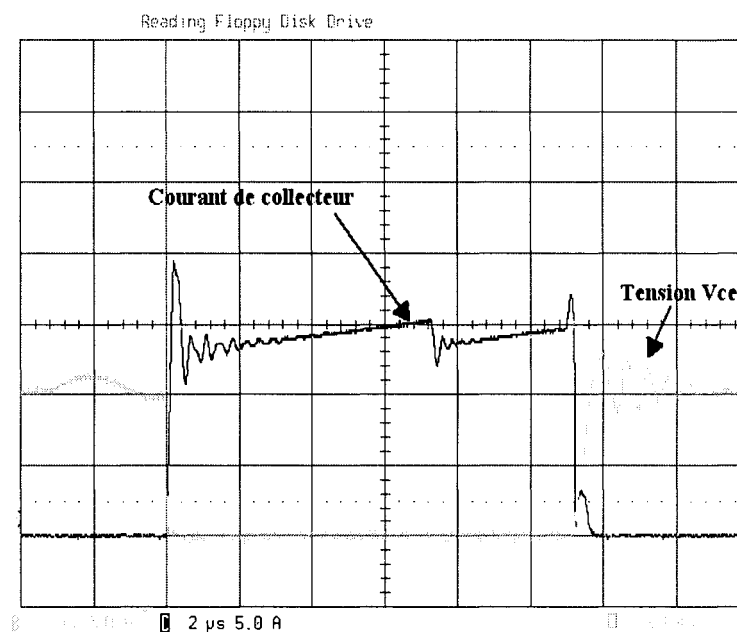


Figure 75 Tension V_{ce} et courant I_c des interrupteurs principaux
tension V_{ce} : 200V/div, courant I_c : 5A/div

Le dépassement du courant de collecteur observé lors de la fermeture des interrupteurs est dû à la capacité parasite du transformateur. En effet, lors de T_{off} , le primaire présente une tension $-(m \cdot V_H)$ et le condensateur parasite est chargé à cette tension. À la fermeture, le primaire se trouve branché sur la source et la tension au primaire devient V_{source} . C'est le fait de charger le condensateur parasite d'une tension à l'autre qui cause ce pic de courant. Néanmoins, l'inductance parasite du montage limite le taux de montée de ce courant et l'interrupteur a le temps de se fermer complètement avant que le

courant n'atteigne une valeur appréciable (voir figure suivante). Il est aussi possible d'observer le créneau dans la forme du courant de collecteur causé par l'action du snubber. Le début du créneau correspond au moment où la tension sur les condensateurs du snubber devient nulle. À ce moment, le courant de décharge circulant dans le snubber est retranché du courant de collecteur son interrupteur principal. La durée du créneau (un peu moins de $4\mu s$) correspond à la phase 2 ou B. À la fin de T_{on} , le courant remonte à sa valeur d'origine avant de tomber à zéro. La raison est que le transistor du snubber est commandé par le même signal que le transistor principal. Le transistor du snubber étant plus petit, sa capacité de grille est inférieure à celle du IGBT et il est plus rapide à s'ouvrir. Le courant de source n'étant plus divisé entre le snubber et l'IGBT, c'est ce dernier qui prend en charge la totalité du courant.

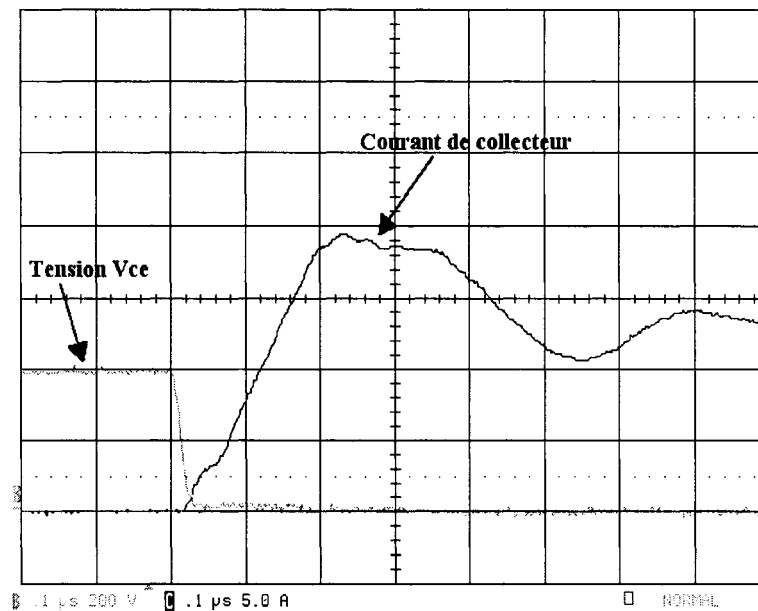


Figure 76 Tension Vce et courant Ic à la fermeture
tension Vce: 200V/div, courant Ic: 5A/div

Grâce à l'inductance parasite du circuit, le courant est relativement lent à s'établir lors de la fermeture des IGBT. La tension V_{CE} atteint sa valeur de saturation avant que le courant n'atteigne une valeur appréciable. Les pertes à la fermeture sont donc très faibles.

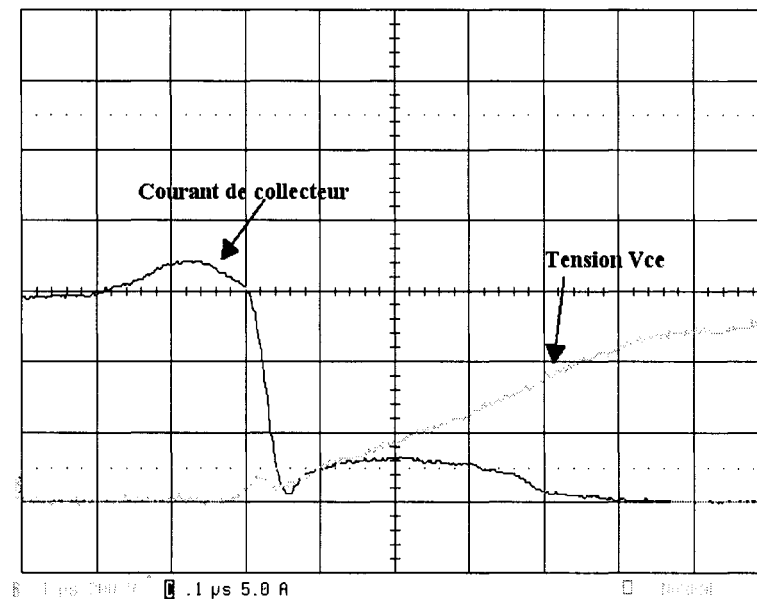


Figure 77 Tension V_{ce} et courant I_c à l'ouverture
tension V_{ce} : 200V/div, courant I_c : 5A/div

Cet oscillogramme montre l'action du snubber lors de l'ouverture des IGBT. La forme du courant de queue dépend du IGBT utilisé et il est possible qu'un autre modèle de transistor donne une queue moins longue et/ou moins élevée. Ici, le courant remonte à 3 ampères durant 200 ns avant de décroître. Néanmoins, grâce au condensateur du snubber le taux de montée de la tension collecteur-émetteur est limité et la valeur de cette tension est passe de zéro à seulement 300V pendant la durée de la queue de courant. En prenant une valeur de condensateur plus élevée, la pente de la tension serait encore plus faible mais les pertes totales du convertisseur ne seraient pas nécessairement moindres. En effet, le snubber doit transférer l'énergie contenue dans ce condensateur vers la sortie du PFC et cette énergie est proportionnelle à la valeur du condensateur. Comme le snubber

lui-même a une efficacité inférieure à 100%, il est possible que l'efficacité totale demeure inchangée et même diminue avec un condensateur de snubber plus gros.

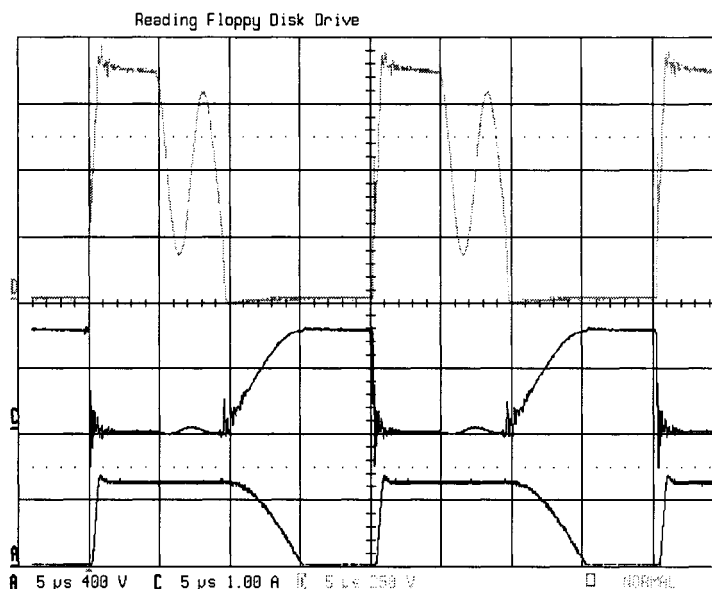


Figure 78 Opération des snubbers
Haut : Tension V_{ds} de S_{s2} (250V/div)
Centre : Courant de drain de S_{s2} (1A/div)
Bas : Tension du condensateur C_{s2} (400V/div)

Le courant de drain maximal est de 1,6 A. Au paragraphe 2.7.2, la valeur théorique était de 2,15A. La différence s'explique par le fait que l'inductance de fuite réelle du transformateur principal est de 3,6 μ H au lieu de 5 μ H comme anticipé lors de l'analyse théorique. Par conséquent, la tension sur les interrupteurs (et sur les condensateurs des snubbers) est moindre; 490 V au lieu de 555 V en théorie. L'équation (2.22) montre que l'intensité du courant de décharge est proportionnelle à la tension sur le condensateur. Le courant est donc plus faible que calculé. Aussi, la valeur de l'inductance est plus élevée avec un courant moyen plus faible. Comme la valeur du courant est inversement proportionnelle à celle de l'inductance, on peut trouver que la valeur réelle de l'inductance de magnétisation des transformateurs auxiliaires est ici de 1,4 mH. La faible intensité du courant est due à la lenteur avec laquelle le condensateur est déchargé. Cela ce produit en

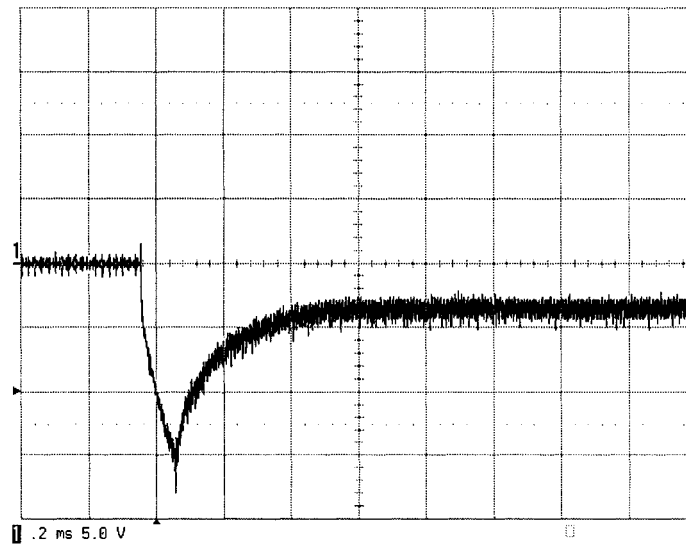


Figure 80 Détail de la tension de sortie
(échelon de charge 0-1000W.
5V, 200 μ s par division, couplage CA)

Cette figure montre la tension de sortie V_o en couplage CA afin d'apprécier le taux de régulation. Durant le transitoire, la tension chute de 15V ce qui représente 4,7% de la valeur nominale. Après 400 μ s, la tension se stabilise à 316V (98,75 % de la tension nominale). Il serait possible d'accélérer la réponse transitoire car la limitation de courant a été fixée à seulement 4A en sortie. En augmentant le courant admissible, le post-régulateur pourra ramener la tension à sa valeur en régime permanent plus rapidement.

La photographie suivante montre le prototype du convertisseur en entier, avec des étiquettes permettant de situer les différents éléments du circuit. Le prototype a été réalisé en soudant les éléments de puissance sur des plaquettes de BakeLite. Les autres portions du circuit, comportant des hautes tension ou de forts courants, furent montées sur une plaquette de type "Vector board" sans cuivre et les éléments du circuit de commande sur une plaquette de prototypage sans soudure.

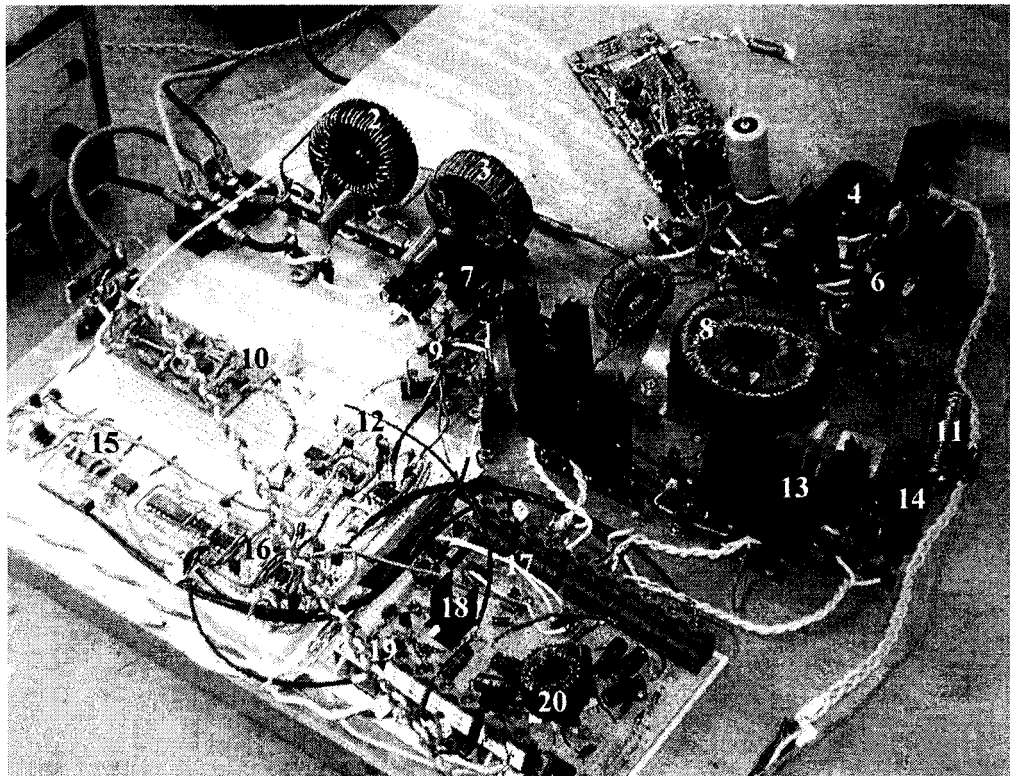


Figure 81 Vue du prototype du convertisseur complet

- 1- Post-régulateur Ti-Buck
- 2- Inductance d'amortissement du filtre d'entrée
- 3- Inductance de filtrage du filtre d'entrée
- 4- Condensateurs de sortie du PFC
- 5- Résistance d'amortissement du filtre d'entrée
- 6- Diodes de sortie du PFC
- 7- Pont de diode principal
- 8- Transformateur principal
- 9- Circuit de protection en courant
- 10- Filtre Twin-T double et opto-coupleur du circuit de commande
- 11- Transformateur auxiliaire (snubber) (1 de 2)
- 12- Partie analogique du circuit de commande
- 13- Transistor principal IGBT (1 de 2)
- 14- Transistor du snubber (1 de 2)
- 15- Partie numérique du circuit de commande
- 16- Circuits de détection +15/-15V
- 17- Gate drive des transistors principaux
- 18- Circuit de précharge
- 19- Circuit de détection de sur-tension (400V)
- 20- Alimentation auxiliaire

CONCLUSION

Le convertisseur atteint les objectifs fixés. L'efficacité est très bonne pour un flyback et l'ajout du post-régulateur permet d'obtenir une excellente régulation de la tension de sortie sans trop nuire à l'efficacité.

Le taux de distorsion harmonique est relativement faible et, bien que l'appareil n'ait pas à rencontrer les spécification d'une norme de pureté en particulier, l'examen des exigences en matière de contenu harmonique du courant permet de constater que le convertisseur produit moins d'harmoniques que les limites spécifiées pour la plupart d'entre elles.

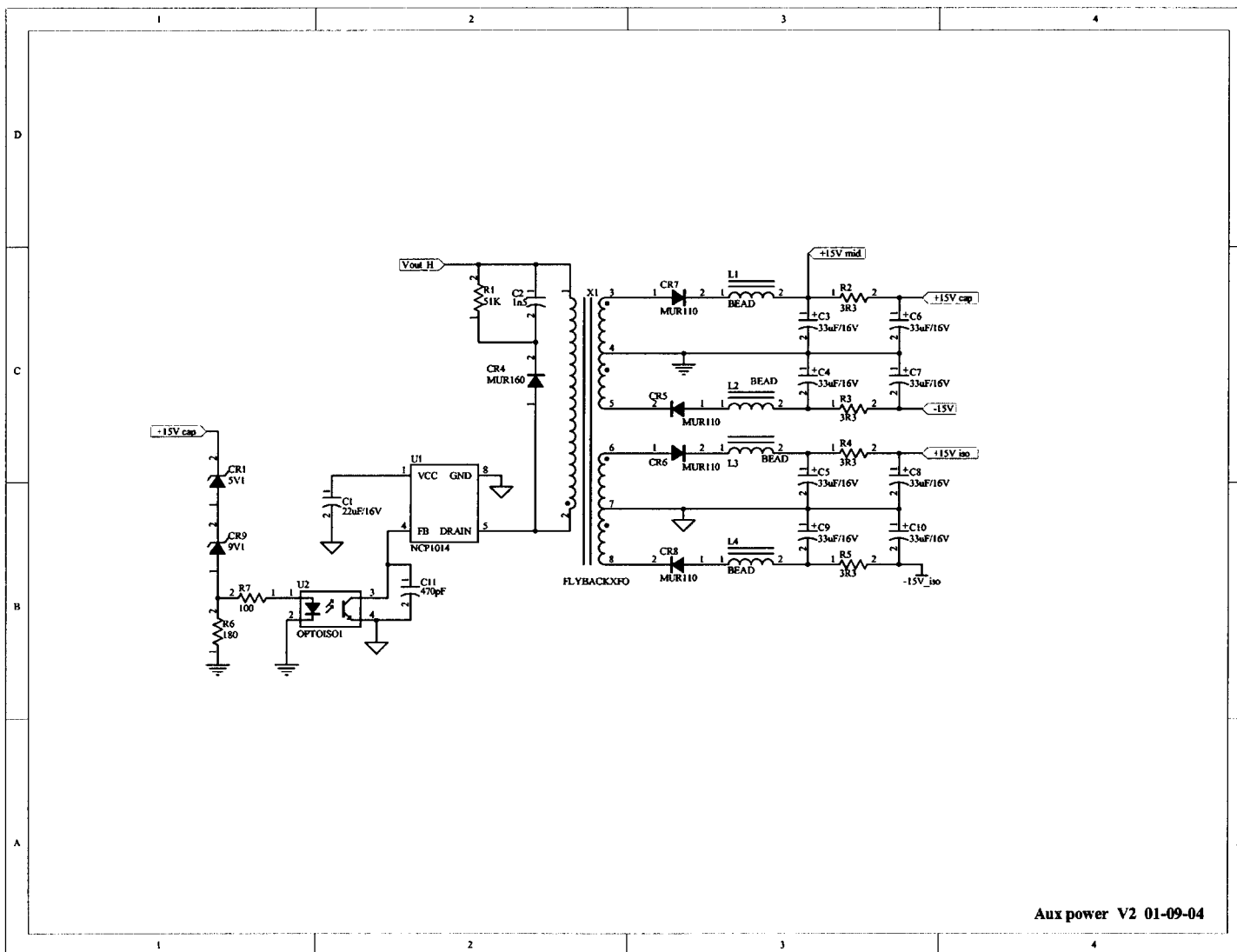
Le facteur de puissance est presque unitaire, sauf pour de faibles charges et/ou lorsque la tension d'entrée est élevée. Cependant, même à la tension d'entrée maximale, le facteur de puissance demeure théoriquement élevé pour une large plage de puissance de sortie.

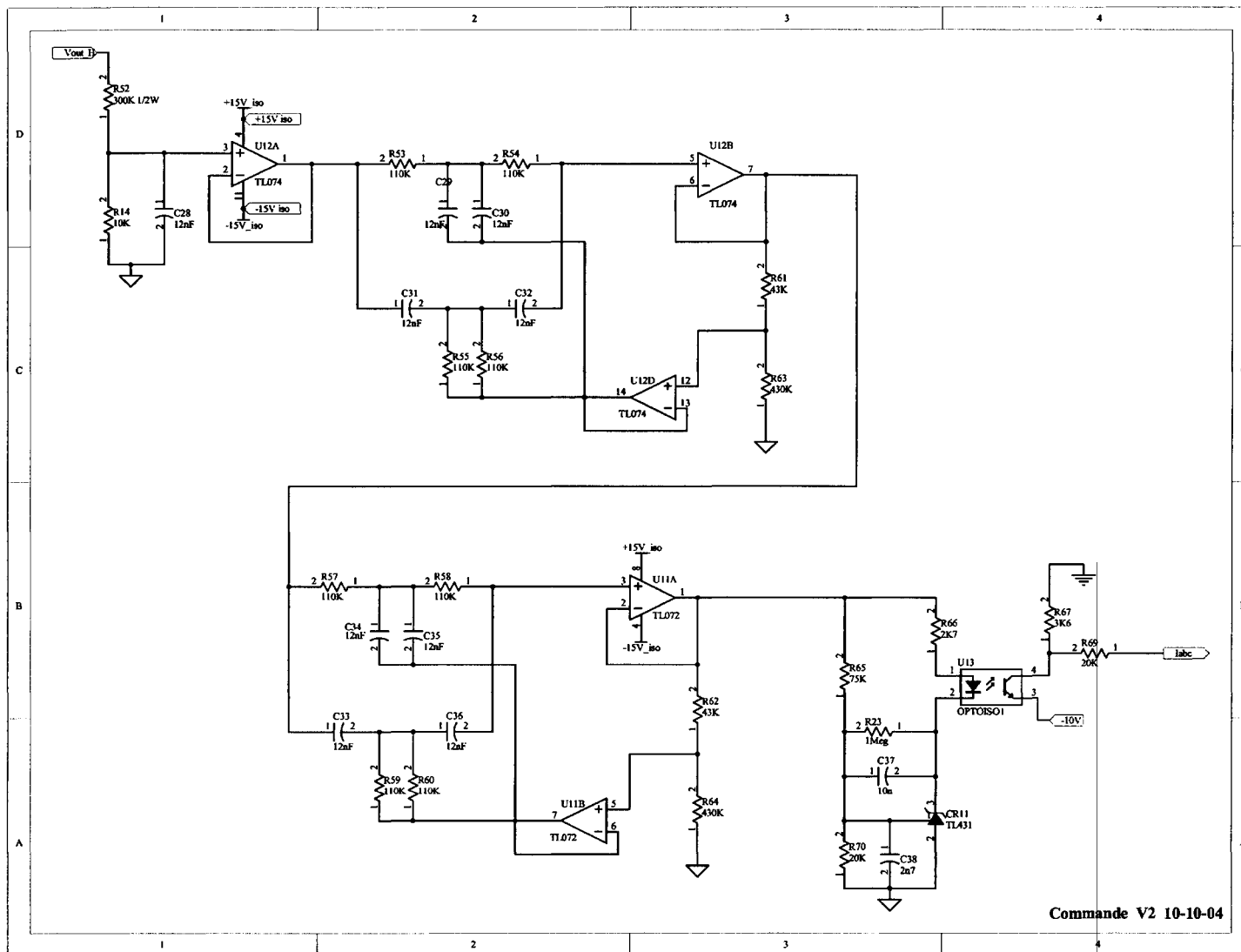
Dans son ensemble le circuit demeure simple et la conception est telle qu'elle ne dépend pas de la haute performance ou de l'extrême linéarité des circuits intégrés spécialisés et dispendieux utilisés par certains.

Le transformateur demeure un élément complexe et coûteux à produire, surtout sous sa forme actuelle qui utilise un noyau toroidal. Aussi, les pertes sont importantes dans cet élément qui profiterait fort probablement d'un noyau plus gros permettant d'utiliser plus de cuivre pour les enroulements.

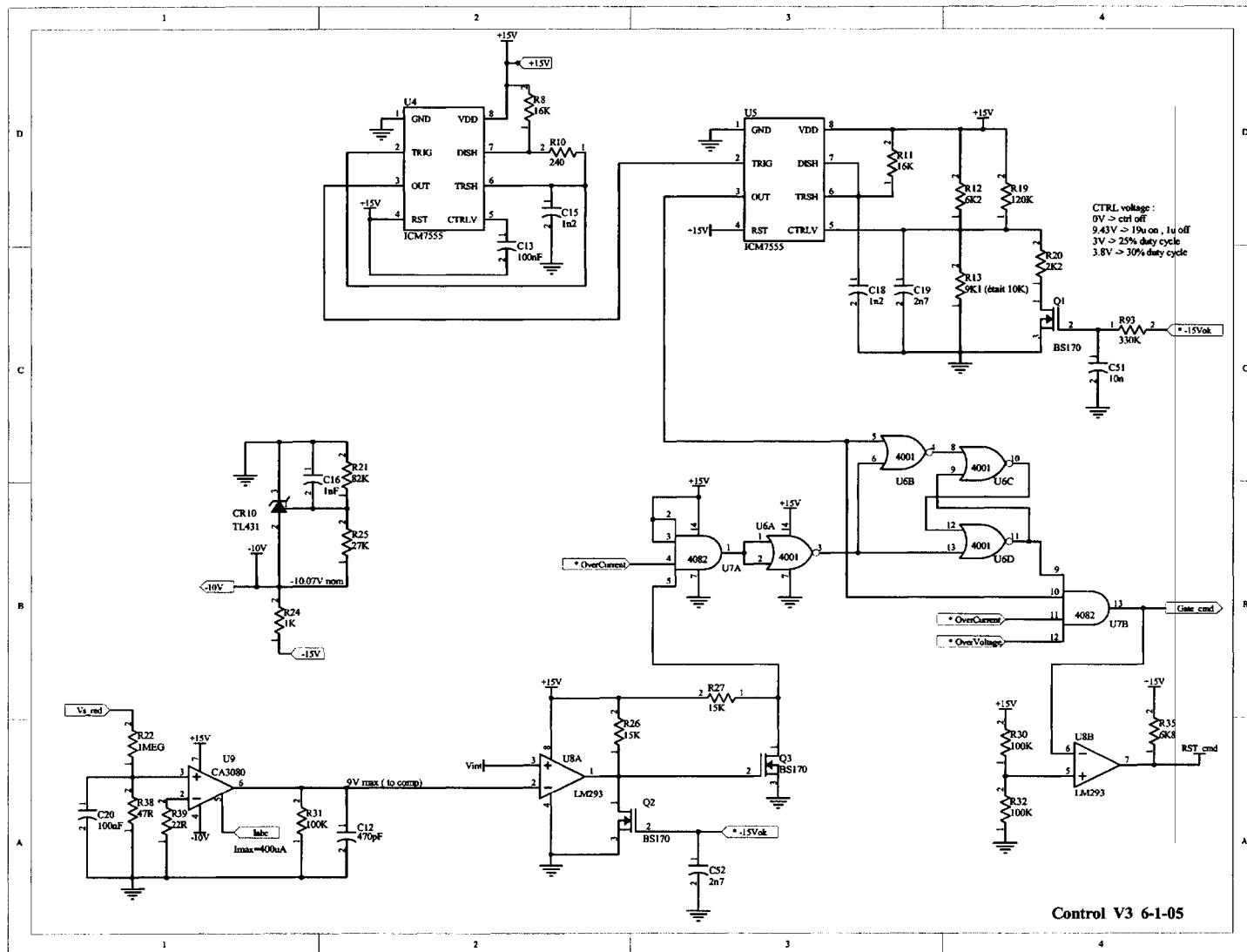
ANNEXE 1

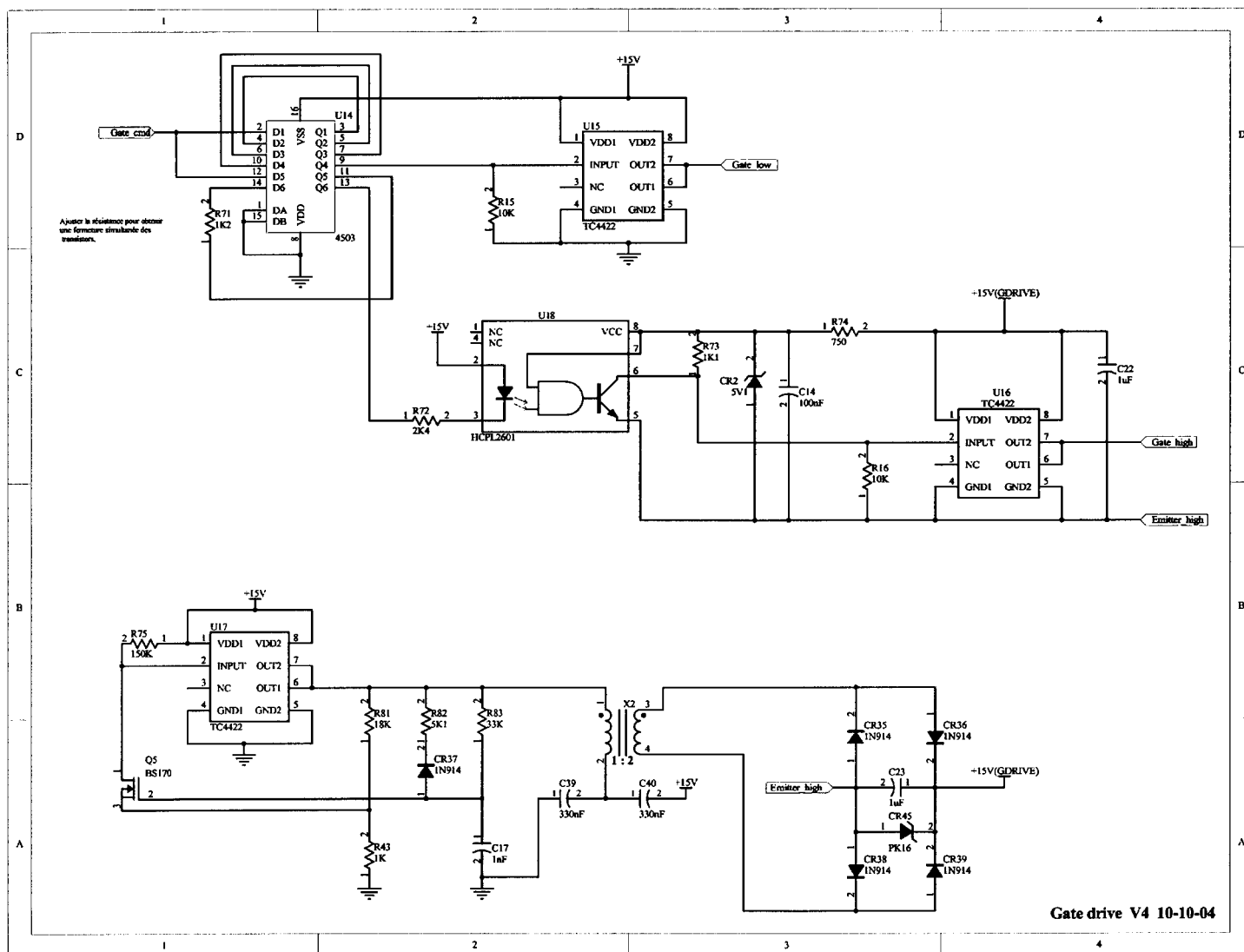
Schémas complets



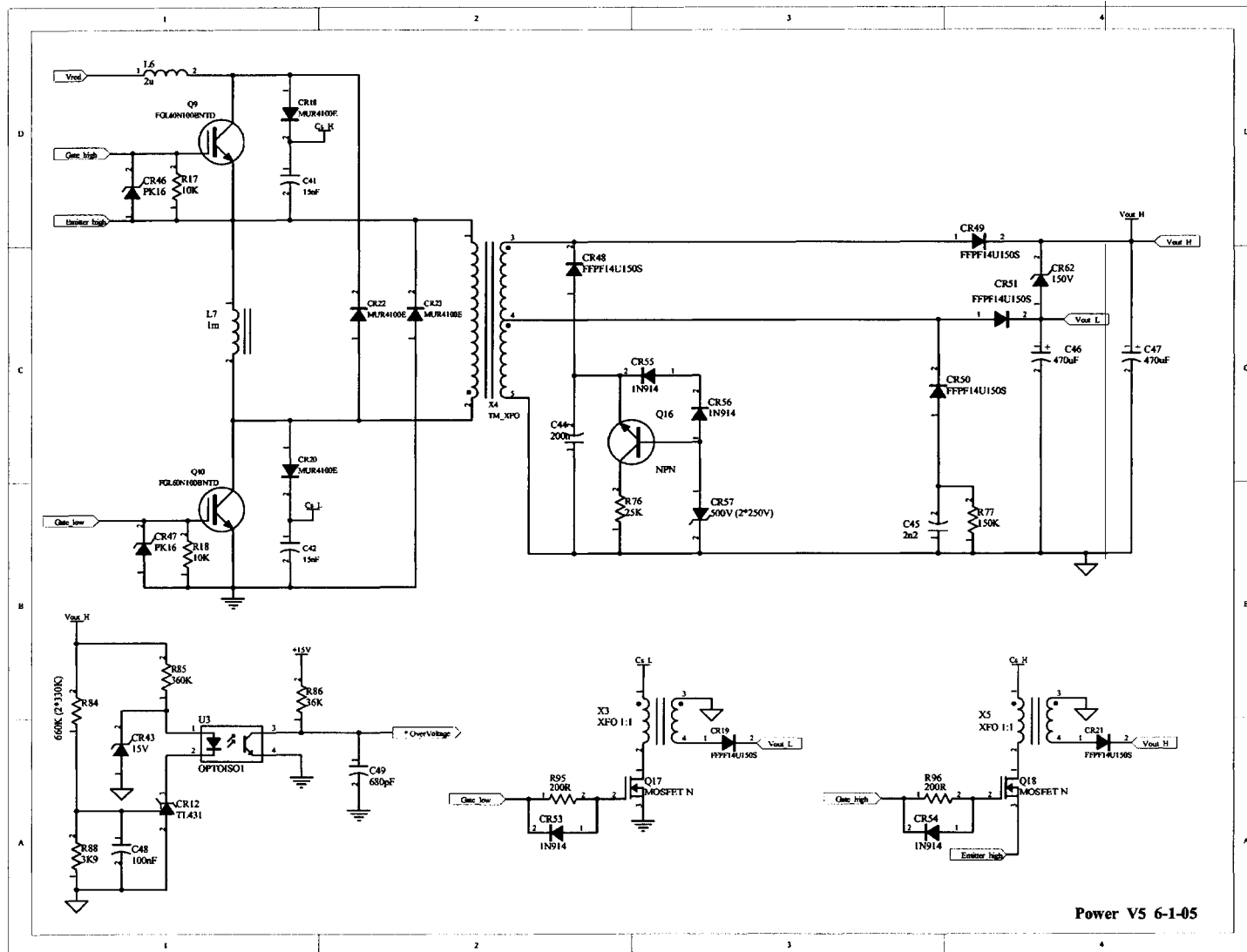


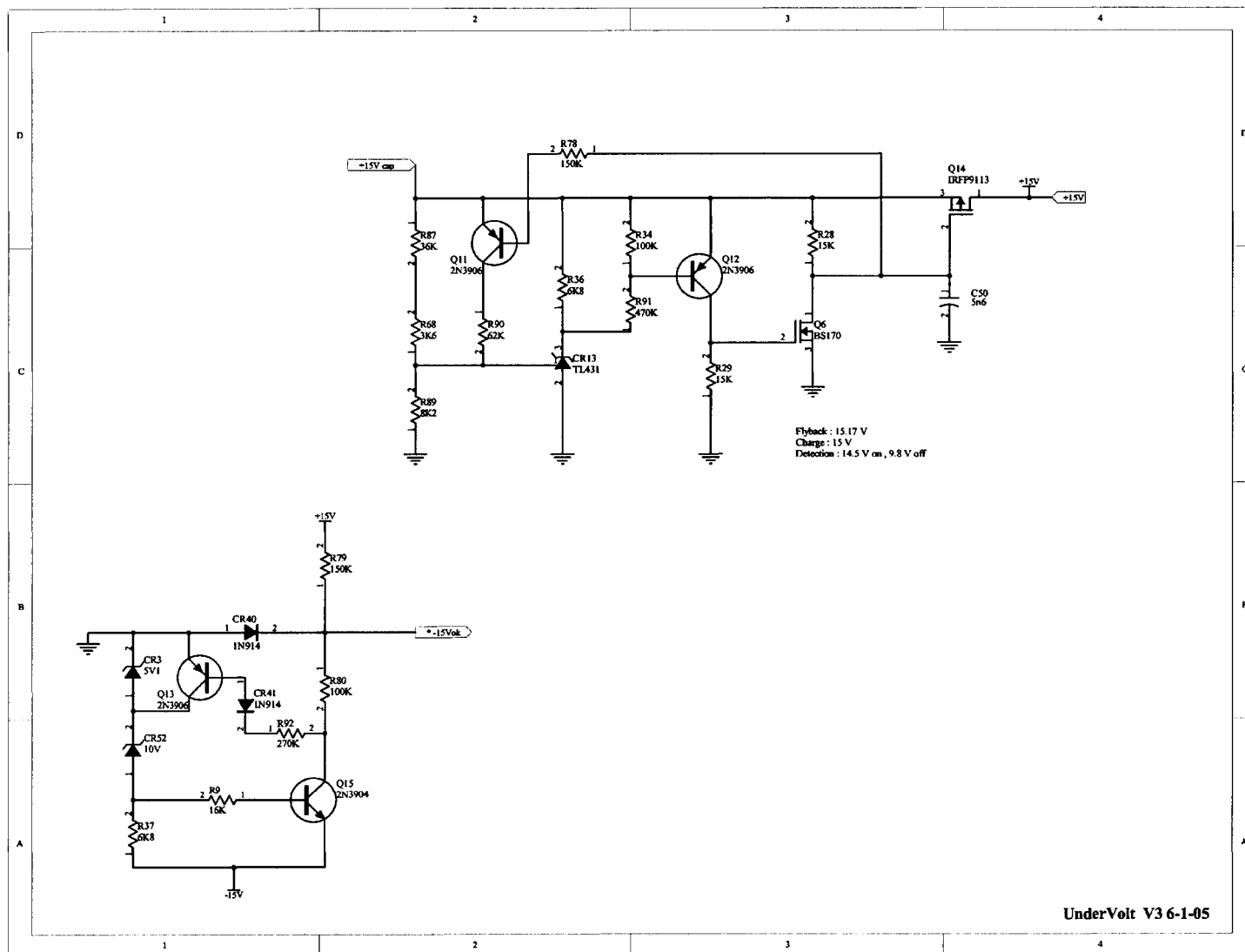
Comande V2 10-10-04

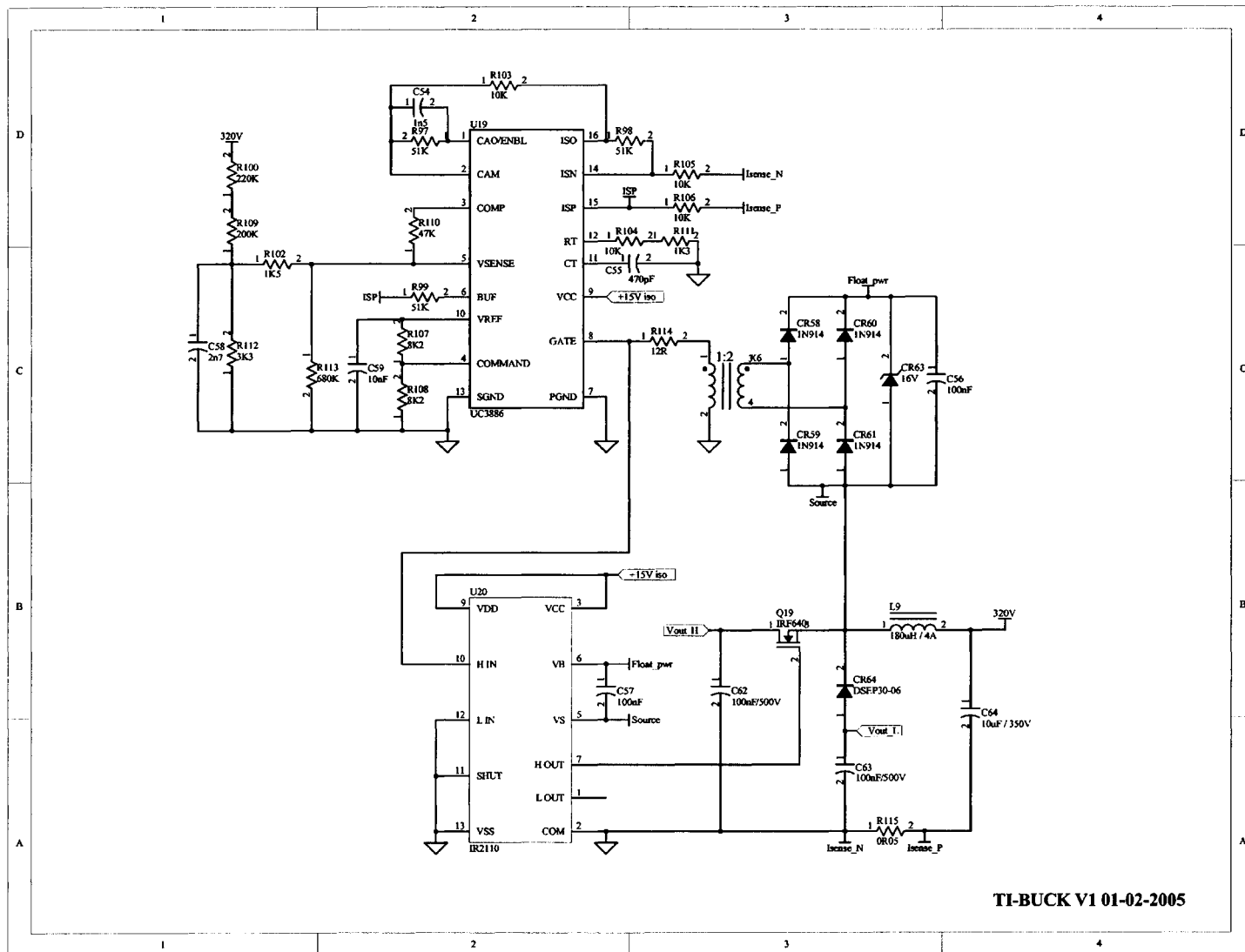












TI-BUCK V1 01-02-2005

ANNEXE 2

Approximation de l'accroissement de résistance


```

function Res_AC
close all;
n=300; %nb. de sections
d=26; %diamètre du fil en mils
%
fvec=logspace(3,7);
dppvec=zeros(1,length(fvec));
delrvec=zeros(1,length(fvec));
for aa=1:length(fvec),
Jvec=zeros(1,n);
ring=zeros(1,n);
for a=1:n,
    Jvec(a)=Jfunc((a-1)*d/(2*n),d,fvec(aa));
    ring(a)=pi*((d/2)-(a-1)*d/(2*n))^2-pi*(d/2-a*d/(2*n))^2;
    ring(a)=ring(a)*Jvec(a);
end
delrvec(aa)=pi*(d/2)^2/sum(ring);
dppvec(aa)=d/(2601/sqrt(fvec(aa)));
loglog(dppvec,delrvec);
hold on;
end
% Approximation à un seul niveau (le fil est un 'tube' creux)
appx=zeros(1,length(fvec));
for aa=1:length(fvec),
appx(aa)=dppvec(aa)^2/(4*(dppvec(aa)-1));
if dppvec(aa)<2
    appx(aa)=1;
end
end
loglog(dppvec,appx);
function Jval=Jfunc(x,d,f)
Jval=(exp(sqrt(f)*x/2601-d*sqrt(f)/2601)+exp(-sqrt(f)*x/2601))/(exp(-d*sqrt(f)/2601)+1);

```

ANNEXE 3

Courbes de Dowell

```

clear all; clc;
mm=[0.5,1,2,3,4,5,6,8,10];
phi=[0.1:0.05:10];
for a=1:length(mm),
    m=mm(a);
    G1=(sinh(2*phi)+sin(2*phi))./(cosh(2*phi)-cos(2*phi));
    G2=(sinh(phi).*cos(phi)+cosh(phi).*sin(phi))./(cosh(2*phi)-cos(2*phi));
    Q=(2*m^2-2*m+1).*G1-4*m.*(m-1).*G2;
    delr=phi.*Q;
    loglog(phi,delr,'k');
    grid on;hold on;
end
figure;
for a=1:length(mm),
    m=mm(a);
    G1=(sinh(2*phi)+sin(2*phi))./(cosh(2*phi)-cos(2*phi));
    G2=(sinh(phi).*cos(phi)+cosh(phi).*sin(phi))./(cosh(2*phi)-cos(2*phi));
    Q=(2*m^2-2*m+1).*G1-4*m.*(m-1).*G2;
    delr=Q;
    loglog(phi,delr,'k');
    grid on;hold on;
end

```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Willers, M. J., Egan, M. G., Murphy, J. M. D. (1999). Analysis and Design of a Practical Discontinuous-Conduction-Mode BIFRED Converter. *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 46, No.4, Août 1999, p. 724-733
- [2] Qiu, W., Wu, W., Luo, S., Gu, W., Batarseh, I. (2002). A Bi-Flyback converter with low intermediate bus voltage and tight output voltage regulation for universal input application. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, p. 256-262.
- [3] Wu, T.F., Chen, Y. K. (1999). Analysis and design of an isolated single-stage converter achieving power-factor correction and fast regulation. *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 46, no. 4, Août 1999, p.759-767
- [4] Garcia, O., Cobos, J.A., Alou, P., Prieto, R., Uceda, J., Ollero, S. (1997). A new family of single stage AC-DC power factor correction converters with fast output voltage regulation. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 536-541
- [5] Sebastian, J., Villegas, P., Hernando, M.M., Ollero, S. (1997). High quality flyback power factor corrector based on a two-input buck post-regulator. *APEC '97 Conference Proceedings*, p.288-294
- [6] Sebastian, J., Villegas, P., Nuno, F., Hernando, M.M. (1996). Very efficient two-input DC-to-DC switching post-regulator. *Power Electronics Specialists Conference*, p.874-880
- [7] Inaba, C.Y., Konishi, Y., Nakaoka, M. (2003). High frequency transformer assisted passive soft switching PWM DC-DC converter with energy recovery for compact auxiliary power supply in rolling stock transportation, *Industry Applications Conference*, p.1906-1911
- [8] Tenti, P. , Spiazzi, G. (1995). Harmonic limiting standards and power factor correction techniques. *6th european conference on power electronics and applications - EPE 95*
- [9] Grigore, Vlad. (2001). *Topological issues in single-phase power factor correction. Institute of power electronics publication (publication 6)*. ISBN 951-22-5735-1
- [10] Tang, W., Lee, F.C., Ridley, R.B., Cohen, I. (1992) Charge control: Modeling, Analysis and Design. *Proceedings of the power electronics specialist conference*, 29 juin - 3 juillet, p. 503-511

- [11] Williams, A. B., Taylor, F. J. (1988). *Electronic filter design handbook* (2^{ème} édition). McGraw-Hill. ISBN 0-07-070434-1.
- [12] Dowell, P. L. (1966). Effects of eddy currents in transformer windings. *Proc. IEE*, vol. 113, no. 8, août 1966, p. 1387-1394
- [13] Dixon, L. *Average current mode control of switching power supplies*. Unitrode Corporation, Application note U-140